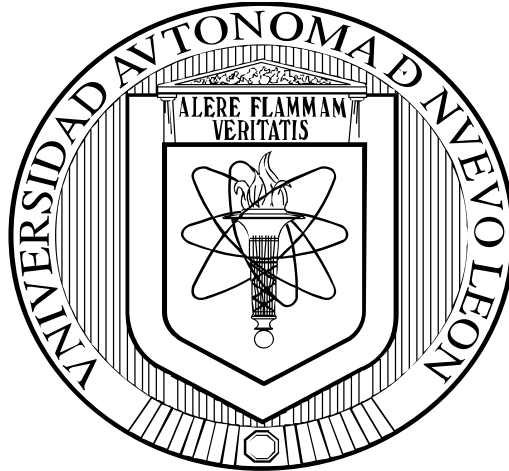


UNIVERSIDAD AUTÓNOMA DE NUEVO LEÓN
FACULTAD DE INGENIERÍA MECÁNICA Y ELÉCTRICA



TESIS

**CARACTERIZACIÓN DE FENÓMENOS TRANSITORIOS EN SEP
USANDO TRANSFORMACIONES MATEMÁTICAS NO LINEALES**

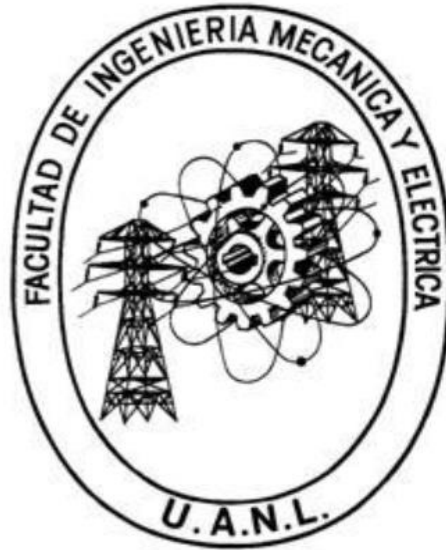
POR

ING. ARTURO VILLARREAL SANDOVAL

**EN OPCIÓN AL GRADO DE MAESTRÍA EN CIENCIAS DE LA INGENIERÍA
ELÉCTRICA**

OCTUBRE, 2015

UNIVERSIDAD AUTÓNOMA DE NUEVO LEÓN
FACULTAD DE INGENIERÍA MECÁNICA Y ELÉCTRICA
SUBDIRECCIÓN DE ESTUDIOS DE POSGRADO



TESIS

**CARACTERIZACIÓN DE FENÓMENOS TRANSITORIOS EN SEP
USANDO TRANSFORMACIONES MATEMÁTICAS NO LINEALES**

POR

ING. ARTURO VILLARREAL SANDOVAL

**EN OPCIÓN AL GRADO DE MAESTRÍA EN CIENCIAS DE LA INGENIERÍA
ELÉCTRICA**

OCTUBRE, 2015

UNIVERSIDAD AUTÓNOMA DE NUEVO LEÓN
FACULTAD DE INGENIERÍA MECÁNICA Y ELÉCTRICA
SUBDIRECCIÓN DE POSGRADO

Los miembros del comité de tesis recomendamos que la tesis **CARACTERIZACIÓN DE FENÓMENOS TRANSITORIOS EN SEP UTILIZANDO TRANSFORMACIONES MATEMÁTICAS NO LINEALES** realizada por el estudiante **ING. ARTURO VILLARREAL SANDOVAL** con número de matrícula **1397487** sea aceptada para su defensa como opción al grado de Maestría en Ciencias de la Ingeniería Eléctrica.

El Comité de Tesis

Asesor

Dr. Manuel Antonio Andrade Soto

Co-asesor

Dr. Ernesto Vázquez Martínez

Co-asesor

M. C. Juan José Guerrero Garza

Vo. Bo.

Dr. Simón Martínez Martínez

Subdirector de Posgrado

San Nicolás de los Garza, Nuevo León

Octubre, 2015

*A mi familia y a cada persona que apoyó
a cumplir con un objetivo más en mi vida*

Agradecimientos

Este trabajo no habría sido posible sin el apoyo y orientación de mi asesor el Dr. Manuel Antonio Andrade Soto, bajo cuya supervisión escogí este tema y comencé la tesis, al Dr. Ernesto Vázquez Martínez por ser mi consejero en las etapas finales del trabajo, quien ha sido generosamente servicial, y me ha ayudado de numerosos modos.

También me gustaría agradecerle al Consejo Nacional de Ciencia y Tecnología el cual me ha apoyado durante mis dos años de investigación, tanto de manera económica como académica. Agradecer también a la Universidad Autónoma de Nuevo León y en especial a la Facultad de Ingeniería Mecánica y Eléctrica por sus excelentes docentes a quienes agradezco la formación recibida en estos dos años de estudio e investigación.

Por último agradecer a mi familia, que estuvo conmigo en los momentos difíciles en los últimos dos años, que con ellos obtuve la fortaleza para seguir adelante como persona, un agradecimiento a mis colegas, con los que conviví y compartimos los retos diarios, y que gracias a eso, fue posible terminar este trabajo.

Contenido

Resumen	1
1 Introducción	3
1.1 Motivación	3
1.2 Antecedentes	4
1.3 Objetivos.....	5
1.4 Alcances	5
1.5 Estructura de la tesis	5
2 Métodos de Descomposición de Señales	7
2.1 Introducción.....	7
2.2 Descomposición de modo empírico	8
2.3 Método Matching Pursuit	10
2.4 Método Orthogonal Matching Pursuit	11
2.5 Basis Pursuit.....	12
2.6 Transformada de Fourier	13
2.7 Conclusiones	14
3 Transformada Rápida Walsh-Hadamard	16
3.1 Introducción.....	16
3.2 Fundamentos de la transformada rápida Walsh-Hadamard	16
3.3 Interpretación de los coeficientes de la transformada rápida Walsh-Hadamard	18
3.4 La relación Walsh-Hadamard y Fourier	19
3.5 Ejemplo de aplicación de la transformada rápida Walsh-Hadamard ...	22
3.6 Conclusiones	26
4 Pruebas y Resultados	28
4.1 Introducción.....	28

4.2	Sistema de prueba	28
4.3	Descripción de los casos de prueba	29
4.4	Resultados en casos de fenómenos electromagnéticos	30
4.4.1	Banco de capacitores	31
4.4.2	Conexión de carga	33
4.4.3	Falla en línea de transmisión.....	37
4.4.4	Energización de transformador	40
4.4.5	Re-energización de línea de transmisión.....	43
4.5	Resultados en casos de fenómenos electromecánicos	45
4.5.1	Salida de carga y velocidad del rotor en generador	45
4.5.2	Salida de carga y ángulo del rotor.....	49
4.5.3	Oscilación de potencia en una línea de transmisión	52
4.6	Conclusiones	54
5	Conclusiones y Recomendaciones	57
5.1	Introducción.....	57
5.2	Conclusiones	57
5.3	Aportaciones	58
5.4	Recomendaciones para trabajos futuros.....	58
A	Datos del Sistema Eléctrico de Prueba	59
A.1	Datos de generadores	59
A.2	Datos de transformadores y líneas de transmisión	60
A.3	Datos de cargas	60

Resumen

Publicación No. _____

Arturo Villarreal Sandoval, M. C. en Ingeniería Eléctrica
Universidad Autónoma de Nuevo León

Profesor Asesor: Dr. Manuel Antonio Andrade Soto

Debido al aumento en la demanda de energía eléctrica es de vital importancia de asegurar la continuidad del servicio. Por tal motivo es importante disminuir el número de disparos en falso por parte de los relevadores. Por eso se busca una manera de caracterizar los fenómenos transitorios en el sistema eléctrico de potencia, para que el relevador determine con un menor tiempo de procesamiento, si existe condición de falla o no y con ello, incrementar la continuidad del servicio.

El procesamiento de señales en los sistemas eléctricos de potencia es una parte necesaria en la investigación y aplicación práctica. Algunas señales pueden ser imperfectas, ellas representan la realidad percibida por nosotros, consecuentemente, el procesamiento de señales tiene dos propósitos, determinar los parámetros necesarios para construir el modelo necesario, y confirmar que el modelo construido represente el fenómeno. Desafortunadamente, la señal, que viene de mediciones físicas o modelos matemáticos, es probable que se tenga uno o más de los siguientes problemas: (a) el lapso de la señal es muy corto; (b) la señal es no estacionaria; y (c) la señal representa un proceso no lineal. Aunque cada uno de los problemas mencionados anteriormente puede ser real por ellos mismos, los primeros dos están relacionados, para la sección de la señal más corta que la escala de tiempo del proceso estacionario puede aparecer como proceso no estacionario, viendo señales así, tenemos opciones limitadas para usarlas en el análisis.

Para llevar esto a cabo se han investigado varios métodos de descomposición de señales, en los cuales se busca que utilicen muestreo disperso ó muy pocas muestras y que sin la necesidad de reconstruir la señal y disminuir el tiempo de procesado de la señal, exista una forma de obtener información importante de la señal.

Se simula un sistema eléctrico de potencia para obtener señales de varios fenómenos transitorios, por ejemplo: falla, entradas y salidas de carga, conexión de bancos de capacitores por mencionar algunos; y al obtener la señal del fenómeno se descompone para obtener valores de frecuencia y magnitud, para caracterizar los fenómenos transitorios.

La transformada rápida Walsh-Hadamard, el algoritmo que se utilizó, es una técnica no sinusoidal y ortogonal que descompone la señal en un conjunto de funciones en cierta base, la cual regresa una secuencia de valores, con noción de frecuencia más generalizada y está definida como una media del promedio de cruces por cero por unidad de tiempo; las aplicaciones actuales son procesamiento de imágenes, de voz, filtrado y análisis de espectros de potencia.

Capítulo 1

Introducción

1.1 Motivación

Los sistemas eléctricos de potencia son una de las bases fundamentales para cualquier país ya que proporcionan la energía eléctrica para todos los procesos industriales, así como cubrir las necesidades comerciales y domésticas. Para realizar dicha tarea es necesario generar, transmitir y distribuir toda la energía necesaria desde los centros de generación distribuidos en todo el país hasta los centros de consumo cumpliendo con todas las normas de seguridad, confiabilidad y calidad de la energía.

Desde hace unos años, la protección digital ha cobrado mucha importancia, el diseño de los algoritmos de protección no sólo debe considerar los fenómenos transitorios que ocurren en la red, sino el comportamiento transitorio de los equipos de medición. Las principales características que han motivado a los investigadores a estudiar la factibilidad del diseño de relevadores para protección de sistemas eléctricos de potencia son economía, confiabilidad, flexibilidad y que tenga un mejor desempeño sobre los relevadores convencionales o electromecánicos.

En un relevador digital las muestras analógicas de voltaje y corriente son procesadas en un filtro digital para determinar los fasores de voltaje y corriente; una vez determinados los fasores, el relevador ejecuta sus rutinas de protección (sobrecorriente, distancia, diferencial, etc.) para determinar si existe una falla en el sistema; y en caso de ser así, enviar la señal de disparo a su interruptor correspondiente.

Otra área de aplicación es en la detección de pequeños disturbios en un sistema eléctrico de potencia; asumiendo que un sistema en estado estable ha sido perturbado y que prevalece aún después del disturbio, este pequeño disturbio puede ser temporal o permanente. En esta área de aplicación es importante determinar si el

sistema es estable o incluso que después del disturbio opere en un nuevo estado estable sin perder estabilidad, es por eso que se necesita determinar la magnitud y la frecuencia del evento, recién éste ocurra para determinar qué clase de disturbio es y sus posibles efectos en el sistema eléctrico de potencia.

Un ejemplo de aplicación es la protección diferencial, comúnmente utilizada en los transformadores de potencia, la protección debe operar para condiciones de falla interna, pero no debe operar por corrientes de inrush, que se producen por fallas externas o la energización del transformador. La forma en que la protección hace esta discriminación con base en el contenido armónico de la señales de corriente, ya que un bajo contenido de armónicas significa que ha ocurrido una falla interna.

1.2 Antecedentes

Históricamente, el análisis espectral de Fourier ha proporcionado un método general para examinar la distribución global de energía-frecuencia. Como resultado, el término espectro se ha convertido en casi un sinónimo con la transformada de Fourier de las señales. En parte por su destreza y su simplicidad, el análisis de Fourier ha dominado los esfuerzos de análisis de señales desde muy temprano después de su introducción, y ha sido aplicado a todo tipo de señales. Aunque la transformada de Fourier es válida bajo condiciones extremadamente generales, hay algunas restricciones cruciales del análisis espectral de Fourier; el sistema debe ser lineal, y las señales deben ser estrictamente periódicas o estacionarias; de otra forma, el espectro resultante tendrá muy poco sentido físico [1].

En el análisis Wavelet, la aproximación es esencialmente una ventana ajustable del análisis espectral de Fourier, para aplicaciones específicas la función básica puede ser modificada a necesidades especiales, se puede hacer el análisis en modo continuo o discreto, pero en ambos casos es un análisis lineal. Una característica muy atractiva del análisis wavelet es que proporciona una resolución uniforme para todas las escalas. Limitada por el tamaño de la función Wavelet básica, el lado negativo de la resolución uniforme es que tiene una mala resolución. Por otra parte es muy útil para analizar señales con cambios graduales de frecuencia [2].

La descomposición de modo empírico, está basada en las siguientes suposiciones: (1) que la señal tiene al menos dos extremos, un mínimo y un máximo (2) la característica de la escala de tiempo es definida por el lapso de tiempo entre los extremos; y (3) si la señal no cuenta con extremos pero contiene puntos de inflexión, entonces se puede derivar varias veces hasta encontrar los extremos. Una

complicación es que la envolvente promedio puede ser diferente del verdadero promedio local, es por eso que algunas ondas asimétricas pueden aparecer sin importar cuántas veces la señal sea procesada; otro problema, es el lado práctico, problema serio con la curva diferencial puede ocurrir en los extremos, estos pueden penetrar dentro de la señal y distorsionar toda la señal, especialmente en bajas frecuencias [3].

1.3 Objetivos

Desarrollar un método de caracterización que cumpla con las siguientes condiciones: (a) completo; (b) ortogonal; (c) local; y (d) adaptativo, en donde la primera condición garantiza el grado de precisión de la expansión, la segunda condición garantiza la positividad de la energía y evita las fugas, estos son los requisitos para todos los métodos de expansión lineal.

Para las expansiones no lineales, la condición de local es la más crucial para señales no estacionarias y no lineales, el requisito adaptativo también es crucial para señales no lineales y no estacionarias.

Con el método seleccionado se busca caracterizar los fenómenos transitorios que ocurren en el sistema eléctrico de potencia sin necesidad de reconstruir la señal.

1.4 Alcances

El desarrollo de este trabajo tiene como objetivo encontrar un predictor de fenómenos transitorios con aplicación al área de protecciones del sistema eléctrico de potencia, a su vez se contempla la identificación de fenómenos electromecánicos y sus efectos en la red del sistema eléctrico de potencia.

1.5 Estructura de la tesis

Este trabajo de investigación consta de 5 capítulos, los cuales se describen a continuación.

En el capítulo 1 se describe la motivación por la cual se realiza esta investigación sobre métodos de descomposición de señales, así como antecedentes en el área de procesamiento de señales, los alcances y limitaciones.

En el capítulo 2 se describe el estado del arte de los algoritmos para procesamiento de señales enfatizando cuáles son sus ventajas y desventajas.

En el capítulo 3 se presenta la introducción de la herramienta y el análisis de manera detallada del método de procesamiento de señales para la identificación de componentes de frecuencia y su respectiva magnitud; el método utiliza la señal muestreada obtenida del sistema y realiza una transformación ortogonal, a partir de los coeficientes obtenidos se calculan los coeficientes de Fourier y se obtiene la magnitud y frecuencia de la señal de interés para identificar un disturbio en el sistema eléctrico de potencia.

En el capítulo 4 se presentan las pruebas realizadas para la validación de la herramienta respecto a identificación de fenómenos transitorios en el sistema eléctrico de potencia; se consideró el sistema de 9 nodos del IEEE [4]. Se presenta el análisis de los resultados obtenidos para cada uno de los casos.

Finalmente, en el capítulo 5 se exponen las conclusiones de este trabajo de investigación, las aportaciones y las recomendaciones para trabajos futuros en esta área del conocimiento.

Capítulo 2

Métodos de Descomposición de Señales

2.1 Introducción

El procesamiento de señales en los sistemas eléctricos de potencia se ha vuelto de vital importancia; un sistema eléctrico de potencia es susceptible a eventos que pueden poner en riesgo la continuidad del servicio y la integridad de los equipos participantes en dichos eventos, lo cual obliga a utilizar técnicas de procesamiento de señales más eficientes en la cuestión de interpretar las señales que provienen del sistema, a fin de conservar la continuidad del servicio.

El procesamiento de señales es una parte importante en la investigación y aplicaciones en la práctica, las señales que se obtienen del sistema eléctrico de potencia por lo general son imperfectas, pero es con lo que se cuenta, en consecuencia, el procesamiento de señales sirve a dos propósitos: determinar los parámetros del sistema que permitan modelar el sistema y que este modelo permita representar el fenómeno. Sin embargo las mediciones físicas o modelados matemáticos presentan uno o más problemas, como son: que el lapso de la señal sea muy corto para determinar el fenómeno; que las señales en el sistema se comporten como fenómenos no estacionarios; y que las señales del sistema representen a un proceso no lineal.

Históricamente, han existido técnicas o algoritmos de procesamiento de señales que proveen un método global o general para examinar los espectros de energía y frecuencia en los fenómenos. Como resultado, se asocia el término “espectro” a cualquier técnica de transformada de procesamiento de señales, en especial con la transformada de Fourier.

A continuación se contemplan las técnicas o algoritmos de procesamiento de

señales, tomando en cuenta las ventajas y las desventajas de cada uno así como el comportamiento de los algoritmos ante señales de un sistema eléctrico de potencia.

2.2 Descomposición de modo empírico

El método de análisis de descomposición de modo empírico [5] , genera una colección de funciones de modo intrínseco (FMI). Esta descomposición está basada en la extracción directa de la energía asociada con varias escalas de tiempo intrínsecas, los más importantes parámetros del sistema. Las funciones de modo intrínseco tienen una bien definida su transformada de Hilbert, a partir de la cual la frecuencia instantánea puede ser calculada. Así, estas FMI's, derivadas de la señal, pueden servir como base de una expansión que puede ser lineal o no lineal, según convenga y es completa y casi ortogonal. Y lo más importante de todo, es adaptativo.

La señal de entrada del algoritmo está basada en suposiciones: (1) que la señal tiene al menos dos extremos (un mínimo y un máximo); (2) la escala de tiempo característica está definida por el lapso de tiempo entre los extremos; y (3) que si la señal está totalmente privada de extremos, pero al menos tiene puntos de inflexión, estos pueden ser derivados al menos una vez o más con el fin de revelar los extremos.

El procedimiento de la descomposición de modo empírico es sistemático, y se denomina proceso de cernido. Por definición de FMI, la descomposición usa las envolventes definidas por los máximos locales y mínimos por separado. Una vez que los extremos sean identificados, todos los locales máximos son conectados por una línea cubica diferenciable como envolvente superior, se repite el proceso para los mínimos locales para producir la envolvente inferior. Los envolventes superior e inferiores deben cubrir los datos entre ellos. Su promedio esta designado como m_1 , la diferencia entre la señal y m_1 es la primera componente h_1 .

El proceso de cernido sirve a dos propósitos: eliminar las ondas montadas en la señal; y hacer los perfiles de las ondas más simétricos; en el segundo proceso de cernido, h_1 se trata como señal, entonces:

$$X(t) - m_1 = h_1. \quad (2.1)$$

Al final, el proceso tiene que repetirse más veces, en el segundo proceso de

cernido, h_1 se trata como señal, entonces:

$$h_1 - m_{11} = h_{11}. \quad (2.2)$$

Se repite el proceso de cernido k veces hasta que h_{1k} sea una FMI, esto es:

$$h_{1(k-1)} - m_{1k} = h_{1k}. \quad (2.3)$$

Luego es designada como:

$$c_1 = h_{1k}. \quad (2.4)$$

Después, c_1 debe contener la escala más fina o la de más corto periodo de tiempo de la señal, entonces podemos separar c_1 del resto de la señal.

$$X(t) - c_1 = r_1. \quad (2.5)$$

Ya que el residuo r_1 aún contiene información de componentes de más largos períodos, es tratada como la nueva señal y sometida al mismo proceso de cernido que se describió arriba. Este proceso puede ser repetido en las subsecuentes r_{js} y el resultado es:

$$r_1 - c_2 = r_2, \dots, r_{n-2} - c_n = r_n. \quad (2.6)$$

El proceso de cernido puede ser detenido por cualquier de los siguientes criterios: la componente, c_n , o el residuo, r_n , sean menores que el valor predeterminado de la secuencia sustancial, o que el residuo r_n sea una función monótona de la que ya no se pueda extraer una FMI.

Las componentes de la descomposición de modo empírico usualmente tiene significado físico. Sin embargo, esto no siempre se cumple, en los casos de fenómenos intermitentes, se pueden obtener una componente FMI contenga dos escalas, por lo tanto, el significado físico de la descomposición sólo viene en su totalidad de las descomposiciones en el espectro de Hilbert. La ventaja de la descomposición de modo empírico es que sólo necesita las ubicaciones de los extremos locales. Las referencias cero para cada componente son generadas por el proceso de cernido. Sin la necesidad de la referencia de cero, el método resuelve el problema de eliminar los valores promedio de los términos más grandes de corriente directa en señales con promedios diferentes a 0.

2.3 Método Matching Pursuit

El algoritmo Matching Pursuit [6], descompone una señal en una expansión lineal de formas de onda que son seleccionadas de un diccionario redundante de funciones. Estas formas de onda son escogidas con el fin de coincidan de la mejor manera con la estructura de la señal. Ya que el algoritmo es no lineal, como una expansión ortogonal, conserva la energía, la cual garantiza convergencia. Este algoritmo sugiere una nueva forma de adquirir la información que se necesita para ser convertida de análoga a digital, debido a que los procesos de muestreo y compresión de la señal se realizan simultáneamente.

Este algoritmo [7] utiliza una matriz de medición o diccionario, el cual permite capturar la información de la señal dispersa que es aquella que presenta pocos valores distintos de cero en el tiempo o en el dominio de la frecuencia y es utilizada por el algoritmo para la recuperación de dicha señal una vez que haya sido comprimida.

Sea $s \in R^d$ una señal discreta real de longitud d , representada como un vector columna de d posiciones,

$$S = \begin{bmatrix} s_1 & s_2 & \cdots & s_d \end{bmatrix}^T. \quad (2.7)$$

Sea $\Phi = [\phi_1 \ \phi_2 \ \cdots \ \phi_d]$, con $\phi \in R^N$ para $i = 1, 2, \dots, d$. La matriz Φ es un elemento de $R^{N \times d}$ y se conoce como matriz de medición. Sus columnas, los vectores ϕ_i , se denominan átomos, los cuales tienen norma unitaria. Cada una de las N filas de Φ se conoce como vector de medición. El proceso de muestreo-compresión consiste en la obtención del vector V como la combinación lineal de átomos de Φ dada por:

$$V = \sum_{i=1}^d S'_i \phi_i = \Phi S, \quad (2.8)$$

donde s_i es el i -ésimo elemento de S , el vector columna $V \in R^N$ se conoce como el vector de observación y contiene información importante acerca de la señal S .

Una vez se ha realizado la combinación lineal de átomos de Φ , el objetivo es recuperar la señal original S a partir del vector de observación V . La recuperación difiere en complejidad dependiendo de N ; a continuación se analizan los casos: donde no existe la compresión de datos de la señal y donde si existe compresión.

Para el primer caso, si $N = d$ y los átomos de ϕ constituyen un conjunto ortonormal (elementos mutuamente ortogonales y con norma unitaria), la señal S puede

ser recuperada como:

$$S_i = \langle v, \phi_i \rangle, \quad i = 1, 2, \dots, d, \quad (2.9)$$

donde la notación $\langle \cdot, \cdot \rangle$ indica el producto interno en el espacio R^d .

Para el caso de mayor interés, en el cual $N < d$, los átomos de Φ no forman un conjunto linealmente independiente, por lo tanto tampoco un conjunto ortogonal. Por tal motivo la recuperación de la señal no puede ser realizada descomponiendo el vector V como un conjunto de proyecciones sobre los átomos de Φ .

Para este caso, recuperar la señal s a partir del vector V , consiste en encontrar la señal \hat{S} que minimiza la energía del error entre V y la combinación lineal de átomos de Φ utilizando \hat{S} , es decir, resolver el problema de optimización:

$$\min_{\hat{S}} \|V - \sum \hat{S}_i \phi_i\|^2. \quad (2.10)$$

El éxito de la compresión y recuperación de la señal S depende del balance existente entre los siguientes factores:

- La relación $\frac{N}{d}$ que determina el grado de compresión de la información.
- La matriz Φ .
- El nivel de dispersión de la señal, S .

Una solución al problema de optimización dado por (2.10) es el algoritmo Orthogonal Matching Pursuit (OMP).

2.4 Método Orthogonal Matching Pursuit

El algoritmo Orthogonal Matching Pursuit (OMP) [8] es un algoritmo que en cada iteración selecciona la opción óptima a nivel local [7], dentro de un conjunto de posibles soluciones, esperando encontrar al final la solución óptima global.

El propósito de OMP es realizar una aproximación del vector V por medio de la selección y combinación de un conjunto de átomos de Φ que minimizan en cada iteración (2.10).

La aproximación de V se construye mediante un proceso iterativo para lo cual el algoritmo selecciona en cada paso el átomo de Φ mejor cor-relacionado con

el residuo de la señal r , el cual está definido como la diferencia entre V y su aproximación parcial.

Al comienzo del proceso iterativo, ($t = 0$), el residuo r_0 es igual al vector V , debido a que cada uno de los átomos esta normalizado, el átomo con mayor proyección es encontrado como:

$$j_0 = \operatorname{argmax} |\langle r_0, \phi_j \rangle| \quad j = 1, 2, \dots, d, \quad (2.11)$$

$$\lambda_0 = \langle r_0, \phi_{j_0} \rangle. \quad (2.12)$$

En (2.11) se determina la posición de j_0 que es el átomo que proporciona el mayor producto interno, el cual se denomina átomo escogido ϕ_{j_0} (2.12). El producto interno máximo que es dado por ϕ_{j_0} y r_0 se almacena en la variable λ_0 .

Después se calcula el nuevo residuo r_1 como en la diferencia de r_0 y la proyección de este sobre el átomo seleccionado:

$$r_1 = r_0 - \langle r_0, \phi_{j_0} \rangle \phi_{j_0}. \quad (2.13)$$

Este proceso se repite hasta m -átomos; para evitar repetición de átomos, se ortogonaliza los átomos escogidos en iteraciones pasadas y que ya hayan sido ortogonalizados.

Sea J y Λ los conjuntos que almacenan para cada iteración las posiciones de los átomos escogidos y los máximos productos internos, respectivamente:

$$J = j_0, j_1, \dots, j_{m-1} \quad (2.14)$$

$$\Lambda = \lambda_0, \lambda_1, \dots, \lambda_{m-1}. \quad (2.15)$$

La señal S se reconstruye según (2.16); de las iteraciones se observa que la amplitud está dada por los elementos del conjunto, cuyas posiciones en el vector \hat{S} están determinadas por J . Es decir, la posición j_i en \hat{S} contiene la amplitud λ_i .

$$\hat{S}(J) = \Lambda. \quad (2.16)$$

2.5 Basis Pursuit

En los grupos de trabajo de tiempo-frecuencia y escalas de tiempo ha sido desarrollado un gran número de diccionarios de formas de onda. La descomposición dentro de sistemas sobre completos no es única.

El algoritmo de Basis Pursuit (BP) [9] tiene como principio de descomposición la señal a una óptima superposición de elementos, donde óptimo, significa tener los menores coeficientes de norma ℓ_1 a través de tales descomposiciones.

Cada diccionario D es una colección de formas de onda considerando $(\Phi_\gamma)_{\gamma \in \Gamma}$ como parámetro; la descomposición de una señal S se expresa como:

$$s = \sum_{\gamma \in \Gamma} \alpha_\gamma \Phi_\gamma, \quad (2.17)$$

o una aproximado de la descomposición:

$$S = \sum_{i=1}^m \alpha_{\gamma_i} \Phi_{\gamma_i} + R^{(m)}. \quad (2.18)$$

donde $R^{(m)}$ es un residuo.

Los objetivos de la representación son dispersidad ya que debe obtener la representación más dispersa de la señal con mínimos coeficientes, la solución ideal es que se debe obtener la resolución de señales dispersas a comparación de las aproximaciones no adaptativas, teniendo como limitación la velocidad del algoritmo para realizar la aproximación.

2.6 Transformada de Fourier

La transformada de Fourier es la representación de una señal como la suma de exponenciales complejos de magnitudes, frecuencias y fases variables [1].

La transformada de Fourier es definida como:

$$F(\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} f(t) e^{-j\omega t} dt = \langle e^{j\omega t}, f(t) \rangle. \quad (2.19)$$

El análisis espectral es el proceso de identificar componentes de frecuencia en la señal. Para señales discretas, la base computacional de análisis espectral y la expansión de las señales y el muestreo nos dirige a la transformada discreta de Fourier (DFT), la cual es definida como:

$$F(e^{j\omega}) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} f[n] e^{-j\omega n}. \quad (2.20)$$

Esta transformada es usada en varias aplicaciones de ingeniería. La DFT es obtenida al descomponer un vector de datos o señal, en sus componentes de

diferentes frecuencias, se puede realizar de esta manera pero es un algoritmo lento comparado a la transformada rápida de Fourier (FFT), especialmente en vectores o señales de tamaño N considerado.

La FFT considera que x_0, \dots, x_{N-1} sean números complejos:

$$x_k = \sum_{n=0}^{N-1} X_n e^{-j2\pi k \frac{n}{N}}, \quad k = 0, \dots, N-1. \quad (2.21)$$

La desventaja que se ve en el algoritmo es respecto al uso de operaciones con números complejos y eso acarrea un tiempo de procesamiento de la señal mayor.

2.7 Conclusiones

La identificación de los fenómenos transitorios en los sistemas eléctricos de potencia es importante, ya que permite diferenciar entre situaciones de energización de transformadores y situaciones de corto circuito, mientras la primera no presenta un riesgo para la continuidad del servicio de energía eléctrica, el segundo representa un riesgo para la continuidad y la integridad de los equipos en donde se presenta el cortocircuito.

Se analizaron los algoritmos de descomposición de señales, donde el objetivo es el proceso de descomposición de la señal al dominio digital. La idea es que a partir de una señal análoga se obtenga la información necesaria para determinar la condición del sistema sin la necesidad de reconstruir la señal en el dominio digital, y a su vez reducir el tiempo de decisión del algoritmo para la determinación del estado del sistema eléctrico de potencia.

Para el algoritmo de Matching Pursuit (MP) es complejo extraer las componentes de frecuencia y su respectiva magnitud en la señal y requiere de una cantidad considerable de muestras para una correcta reconstrucción de la señal, este algoritmo resulta ser rápido en el procesamiento y reconstrucción de la señal.

El algoritmo Orthogonal Matching Pursuit (OMP) no tiene la capacidad de extraer las componentes de frecuencia y magnitud, tiene tiempo de procesamiento mayor que Matching Pursuit.

El algoritmo de descomposición de modo empírico (EMD) permite obtener las componentes de frecuencia de la señal, o funciones de modo intrínseco, la desventaja del algoritmo es que estas funciones o modos de frecuencia podían no tener un significado físico especialmente en fenómenos intermitentes.

El algoritmo Basis Pursuit obtiene una representación de la señal en otra base

diferente pero es complejo obtener componentes de frecuencia y magnitud de la señal y tiene un tiempo de procesamiento considerablemente.

La transformada rápida de Fourier (FFT) es muy utilizada para obtener componentes de frecuencia, pero no puede determinar el amortiguamiento o la localidad, las cuales son características importantes para señales no estacionarias. Tiene un alto costo computacional requerido por la transformación análoga-digital.

Capítulo 3

Transformada Rápida Walsh-Hadamard

3.1 Introducción

En este capítulo se presenta la base de la investigación realizada a la transformada rápida Walsh-Hadamard como algoritmo de descomposición de señales, reconstrucción y herramienta para obtener el espectro de potencia de la señal. Este método tiene la ventaja de utilizar solamente números reales en sus operaciones, lo cual se traduce en un costo computacional muy bajo.

La transformada es nombrada en honor al matemático francés Jacques Hadamard, al alemán Hans Rademacher y al estadounidense Joseph L. Walsh. Las aplicaciones de este algoritmo son el procesamiento de señales, la compresión de información, el filtrado de señales y la obtención del espectro de frecuencia.

En años recientes las funciones Walsh [10] han sido sugeridas a una gran variedad de aplicaciones; los coeficientes Walsh pueden ser usados para análisis, filtrado, reducción de banda ancha de datos.

3.2 Fundamentos de la transformada rápida Walsh-Hadamard

La transformada Walsh-Hadamard [11] es una técnica no sinusoidal y ortogonal que descompone la señal en un conjunto de funciones de una sola base, estas funciones son las funciones Walsh, las cuales son ondas rectangulares ó cuadradas con valores de $+1$ o -1 , ver Fig. 3.1.

Matriz Hadamard		Cambios de signo
$\begin{bmatrix} +1 & +1 & +1 & +1 \\ +1 & -1 & +1 & -1 \\ +1 & +1 & -1 & -1 \\ +1 & -1 & -1 & +1 \end{bmatrix}$	\longrightarrow	0
	\longrightarrow	3
	\longrightarrow	1
	\longrightarrow	2

Fig. 3.1. Matriz Hadamard de orden 4 y cambios de signo

La matriz Hadamard H_n puede ser definida recursivamente como:

$$H_1 = \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ 1 & -1 \end{bmatrix}, \quad (3.1)$$

$$H_{2n} = \begin{bmatrix} H_n & H_n \\ H_n & -H_n \end{bmatrix} = H_1 \otimes H_n, \quad (3.2)$$

donde \otimes indica el producto Kronecker.

Los cambios de signo en la matriz Hadamard representan las funciones Walsh, las cuales están definidas como:

$$W(k, t) = \prod_{i=0}^{r-1} \text{sign} \left\{ \cos^{k_i} (2^i \pi) t \right\}, \quad (3.3)$$

donde $r = \log_2(k+1)$, k es el índice de la función Walsh, y k_i es el i -ésimo bit de k en binario.

Si consideramos las funciones Walsh como una serie de pulsos cuadrados, se introduce el concepto de cambios de signo en cada función. El número de cambios en una fila de la matriz Hadamard se llama secuencia y el procesamiento es llevado al dominio de secuencias; las funciones Walsh son atractivas para varias aplicaciones, ya que solo toman valores de ± 1 .

Usualmente, en la primera fila de la matriz Hadamard no existen cambios de signos, esto lleva a una frecuencia nula, que puede ser considerada como señal de corriente directa.

Las primeras 8 funciones Walsh tienen los valores mostrados en la Tabla 3.1.

La transformada Walsh-Hadamard [12] regresa una secuencia de valores, ésta es una secuencia con una noción de frecuencia más generalizada, y es definida como la mitad del promedio de cruces por cero por unidad de tiempo. La secuencia de funciones Walsh tiene valores únicos y estas se pueden utilizar para estimar las

Tabla 3.1. Funciones Walsh

Índices	Valores							
0	1	1	1	1	1	1	1	1
1	1	1	1	1	-1	-1	-1	-1
2	1	1	-1	-1	-1	-1	1	1
3	1	1	-1	-1	1	1	-1	-1
4	1	-1	-1	1	1	-1	-1	1
5	1	-1	-1	1	-1	1	1	-1
6	1	-1	1	-1	-1	1	-1	1
7	1	-1	1	-1	1	-1	1	-1

componentes de frecuencia en la señal original.

La transformada rápida Walsh-Hadamard de longitud N de una señal $x[n]$ está definida como:

$$Y = H_n x. \quad (3.4)$$

Por ejemplo $Y(k) = H_n [x[0], x[1], \dots, x[N-1]]$, donde H_n es la matriz Hadamard de orden $N \times N$; con $N = 2^n$ y $x[0], x[1], \dots, x[N-1] = x[n]$ que es un vector de longitud 2^n , $Y(k)$ es la secuencia de coeficientes que da como resultado la transformada rápida Walsh-Hadamard.

3.3 Interpretación de los coeficientes de la transformada rápida Walsh-Hadamard

Los coeficientes resultantes de la transformación son una representación de la señal en una base diferente respecto a la señal original; si es necesario, la señal se guarda para comparar resultados con señales posteriores, y esto hace necesario tener una gran cantidad de información para analizar. La transformada es ideal para compresión de la información, por el rápido proceso para obtener los coeficientes, guardando los coeficientes de mayores magnitudes, y así realizar una reconstrucción rápida de la señal.

Los coeficientes que se obtienen de la transformación no tienen un significado físico, en consecuencia no se puede obtener información de componentes de frecuencia y magnitud de la señal.

Sin embargo, se utiliza un método para obtener las componentes de frecuencia

y magnitud de la señal original sin la necesidad de reconstruir la señal, que es el objetivo de este trabajo de investigación.

3.4 La relación Walsh-Hadamard y Fourier

Para cualquier señal $g(t)$ que tenga energía infinita en el intervalo $[0, t]$, y este intervalo se expresa en la serie de Fourier [10]:

$$g(t) = F_0 + \sqrt{2}F_1 \sin \frac{2\pi t}{T} + \sqrt{2}F_2 \cos \frac{2\pi t}{T} + \dots, \quad (3.5)$$

con coeficientes

$$F_0 = \frac{1}{T} \int_0^T g(t) dt, \quad (3.6)$$

$$F_1 = \frac{\sqrt{2}}{T} \int_0^T g(t) \sin \frac{2\pi t}{T} dt, \quad (3.7)$$

$$F_2 = \frac{\sqrt{2}}{T} \int_0^T g(t) \cos \frac{2\pi t}{T} dt, \quad (3.8)$$

$$\vdots \quad (3.9)$$

En 1923, J. L. Walsh propone un nuevo conjunto de funciones ortogonales, las cuales están denotadas como $\text{wal}(k, t)$, y que son versiones cuadradas de senos y cosenos.

Así, expresando la señal $g(t)$ con la serie de Walsh:

$$g(t) = \sum_{k=0}^{\infty} W_k \text{wal}\left(k, \frac{t}{T}\right), \quad (3.10)$$

con

$$W_k = \frac{1}{T} \int_0^T g(t) \text{wal}\left(k, \frac{t}{T}\right) dt. \quad (3.11)$$

Los coeficientes de Fourier (3.6) son componentes de un vector F del espacio de Hilbert, representando $g(t)$ en un intervalo $[0, t]$. Igualmente, los coeficientes de Walsh (3.11) son componentes de otro vector W que tiene la misma longitud y representa $g(t)$ en términos de una base diferente.

Al sustituir la expresión (3.10) dentro de (3.6) o la expresión (3.5) dentro de

(3.11), se encuentra que los componentes de cada vector son combinaciones lineales de los componentes del otro vector. La relación puede ser expresada de la siguiente manera [?]:

$$W = AF, \quad (3.12)$$

donde cualquier elemento de la matriz A , denominado como A_{kK} , es el resultado de substituir la k -ésima senoide que aparece en (3.5) para $g(t)$ en (3.11); así cuando K es par y positivo, tenemos:

$$A_{k,K-1} = \sqrt{2} \int_0^1 \text{wal}(k, t) \sin K\pi t \, dt, \quad (3.13)$$

con

$$A_{k,K} = \sqrt{2} \int_0^1 \text{wal}(k, t) \cos K\pi t \, dt. \quad (3.14)$$

La carga computacional para calcular los elementos de la matriz A considerablemente menor, ya que A representa la transformación ortogonal, y por lo tanto la inversa A^{-1} es también la transpuesta A^T y tenemos que:

$$F = A^T W. \quad (3.15)$$

La fila k -ésima de A se compone de los coeficientes de Fourier (3.6) de $g(t) = \text{wal}(k, \frac{t}{T})$, con el conteo a partir de $k = 0$ se tiene:

$$\text{wal}(2k, t) = \text{wal}(k, 2t). \quad (3.16)$$

De (3.16) se concluye que cuando k es par (el período cíclico $\text{wal}(k, t)$ es el mismo que en el período ordinario):

$$A_{2k,2K} = A_{k,K}. \quad (3.17)$$

Lo mismo sucede en el patrón de la segunda fila de A ; el patrón se repite en las filas 4, 8, 16, ..., así como para los números impares de filas de A en virtud de la relación cíclica de cambio de un cuarto de período, que es idéntica a la fila siguiente a excepción de un cambio en cada signo y cambio de senos a cosenos de la misma frecuencia.

La ec. (3.15) implica que los coeficientes de Fourier pueden ser calculados a

partir de los coeficientes de Walsh; primero se obtienen los coeficientes de Walsh (W_k) y luego los coeficientes de Fourier se obtienen usando:

$$F = A^T W. \quad (3.18)$$

A partir de (3.13) y (3.14), la matriz A queda definida como:

$$A = \begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \dots \\ 0 & 0.9 & 0 & 0 & 0 & 0.3 & 0 & 0 & 0 & 0.180 & 0 & 0 & \dots \\ 0 & 0 & 0.9 & 0 & 0 & 0 & -0.3 & 0 & 0 & 0 & 0.180 & 0 & \dots \\ 0 & 0 & 0 & 0.9 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0.3 & \dots \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0.9 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \dots \\ 0 & -0.373 & 0 & 0 & 0 & 0.724 & 0 & 0 & 0 & 0.435 & 0 & 0 & \dots \\ 0 & 0 & 0.373 & 0 & 0 & 0 & 0.724 & 0 & 0 & 0 & -0.435 & 0 & \dots \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0.9 & 0 & 0 & 0 & 0 & \dots \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0.9 & 0 & 0 & 0 & \dots \\ 0 & -0.074 & 0 & 0 & 0 & -0.484 & 0 & 0 & 0 & 0.650 & 0 & 0 & \dots \\ 0 & 0 & -0.074 & 0 & 0 & 0 & 0.484 & 0 & 0 & 0 & 0.650 & 0 & \dots \\ 0 & 0 & 0 & -0.373 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0.724 & \dots \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \dots \end{pmatrix}.$$

Ya que $F = A^T W$, los coeficientes de Fourier F_1 al F_4 pueden ser determinados como:

$$F_1 = 0.9W_1 - 0.373W_5 - 0.074W_9,$$

$$F_2 = 0.9W_2 + 0.373W_6 - 0.074W_{10},$$

$$F_3 = 0.9W_3 - 0.373W_{11},$$

$$F_4 = 0.9W_4 + 0.373W_{12},$$

$$\vdots$$

En este caso se utilizan 16 muestras por intervalo de tiempo $[0, t]$, por lo tanto W_k se evalúa para cada muestra tomada en $g(t)$, W_1 se calcula como:

$$\begin{aligned} W_1 = \frac{1}{16} [& G(I-15) + G(I-14) + G(I-13) + G(I-12) + G(I-11) + G(I-10) \\ & + G(I-9) + G(I-8) - G(I-7) - G(I-6) - G(I-5) - G(I-4) \\ & - G(I-3) - G(I-2) - G(I-1) - G(I)]. \end{aligned}$$

Las expresiones para W_2, \dots, W_{16} son similares, donde $G(I)$ representa la muestra de la señal actual y $G(I-1)$ representa la muestra de la señal anterior y así sucesivamente; las funciones de transferencia donde las amplitudes en valor eficaz

del contenido de frecuencia fundamental A_1 , y el segundo armónico A_2 están dadas por:

$$A_1 = (F_1^2 + F_2^2)^{\frac{1}{2}}, \quad (3.19)$$

$$A_2 = (F_3^2 + F_4^2)^{\frac{1}{2}}. \quad (3.20)$$

3.5 Ejemplo de aplicación de la transformada rápida Walsh-Hadamard

Para este caso de demostración de la transformada rápida Walsh-Hadamard [13], se considera una señal de corriente de un fenómeno de magnetización o energización de un transformador, ver Fig. 3.2, en el que se aprecia 3 etapas: el estado inicial o corriente nula, la corriente de magnetización y por último corriente nominal del transformador.

La señal de corriente se digitaliza a 16 muestras por ciclo, lo que representa una frecuencia de muestreo de 960 Hz, con esto se determina que la matriz Hadamard será de orden 16×16 , el análisis se realiza siguiendo los pasos mostrados a continuación, ver Fig. 3.3.

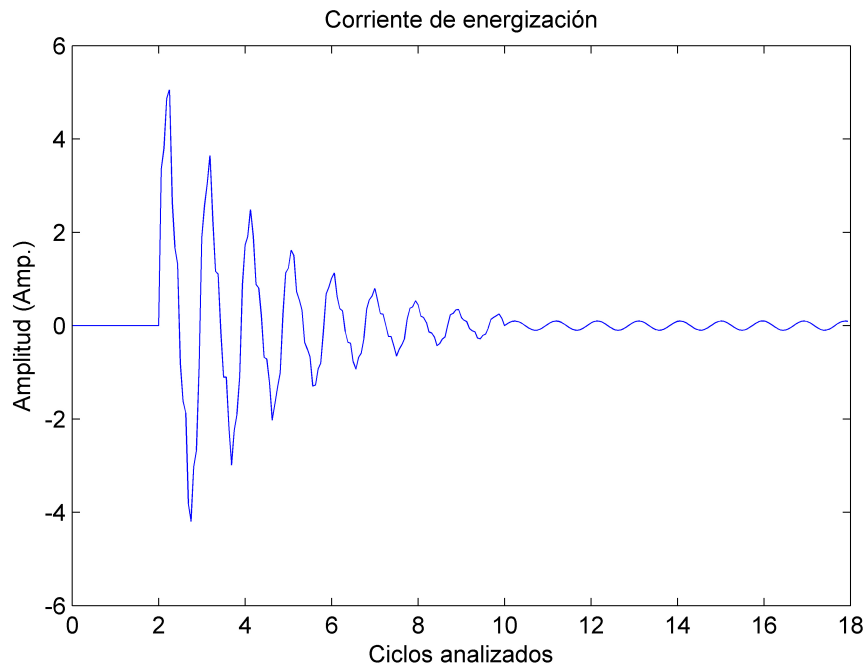


Fig. 3.2. Corriente de magnetización en un transformador

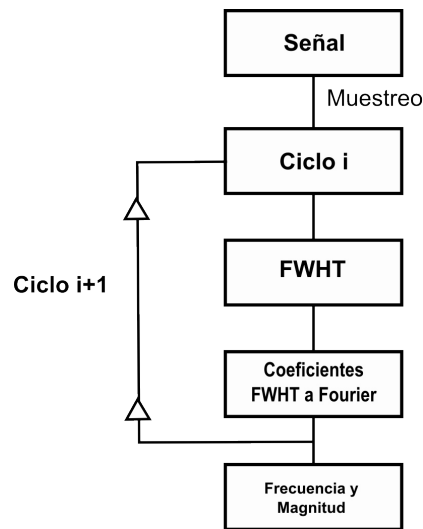


Fig. 3.3. Algoritmo propuesto

1. Simulación del fenómeno transitorio y se selecciona la señal a analizar.
2. Se realiza el proceso de muestreo-compresión.
3. Se realiza la transformación Walsh-Hadamard.
4. Se obtiene la señal en coeficientes Walsh.
5. Se cambian estos coeficientes a coeficientes de Fourier.
6. Se obtiene las componentes en frecuencia y magnitud de la señal original.

Los pasos anteriores se repiten para cada ciclo analizado, en donde el análisis se realiza ciclo a ciclo sin empalmarse, desde el estado inicial hasta el estado de operación nominal, teniendo la corriente de magnetización como evento intermedio. Esto quiere decir, que para cada ciclo de la señal, se tiene una serie de coeficientes Walsh al igual que coeficientes de Fourier, con los cuales se obtienen componentes de frecuencia y magnitud para cada ciclo.

La señal se analizó en 3 etapas, primero se analizó el primer ciclo, posteriormente los 5 ciclos de corriente de magnetización y por último se analiza el ciclo de corriente nominal; en el análisis se obtienen los coeficientes y las componentes de frecuencia y magnitud. Finalmente, se analiza el comportamiento de los coeficientes Walsh, respecto al evento o disturbio presente en el ciclo analizado.

Al realizar la transformación para el ciclo inicial, ver Fig. 3.4, donde el transformador no está conectado, la medición de corriente es cero, al igual que el valor de los coeficientes de Walsh y las componentes de frecuencia, ver Fig. 3.4b.

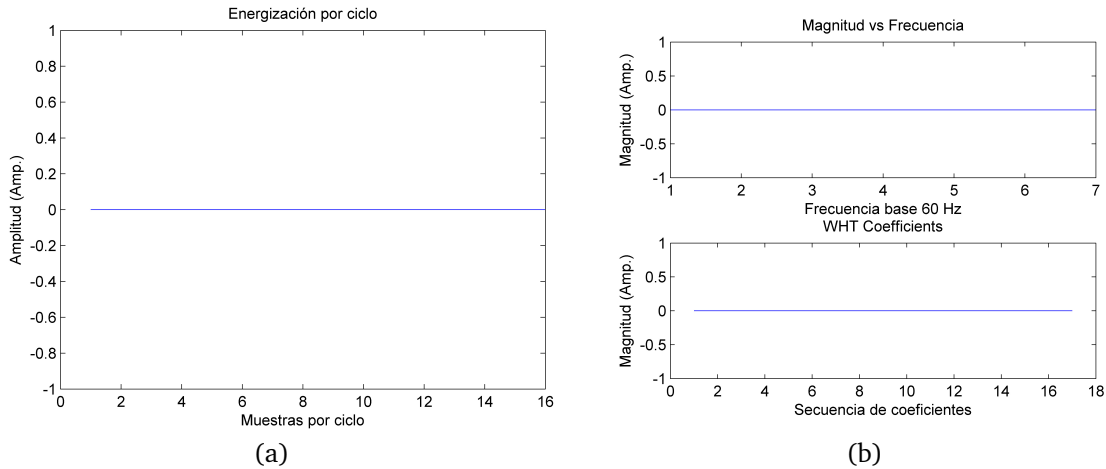


Fig. 3.4. Ciclo analizado con transformador desconectado: (a) corriente y (b) frecuencia y coeficientes Walsh

Para el primer ciclo del evento de corriente de magnetización, ver Fig. 3.5, se obtienen los coeficientes de la transformación y los componentes de frecuencia y magnitud en el ciclo original, ver Fig. 3.5b. Se puede observar que en este ciclo existen componentes de 60 Hz, de 120 Hz (segundo armónico), y una componente de quinto armónico, las magnitudes de cada componente de frecuencia se pueden observar en la Tabla 3.2.

Para el segundo ciclo de la corriente de magnetización, ver Fig. 3.6, se obtienen los coeficientes Walsh de la transformación y las componentes de frecuencia y magnitud, ver Fig. 3.6b, las componentes de frecuencia son menores como se ve en la Tabla 3.3.

En la Fig. 3.7a se observa el comportamiento del ciclo de corriente nominal y coeficientes con componentes de frecuencia y magnitud se muestran en la Fig. 3.7b.

Los parámetros de frecuencia y magnitud se muestran en la Tabla 3.4.

Tabla 3.2. Componentes de frecuencia de primer ciclo de energización

Frecuencia (Hz)	Corriente
60	2.877
120	0.4142
180	0.06
240	0.07
300	0.2644
360	0.202

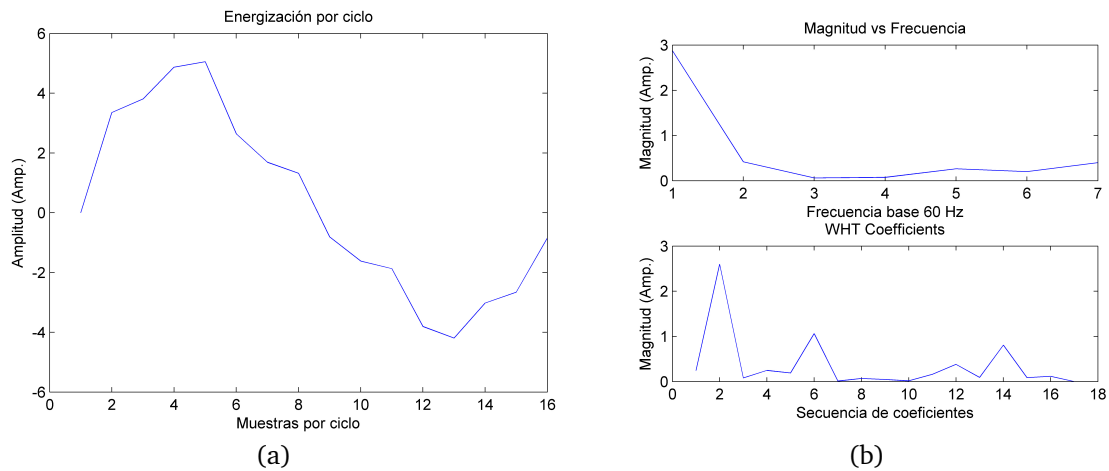


Fig. 3.5. Primer ciclo energización: (a) corriente y (b) frecuencia y coeficientes Walsh

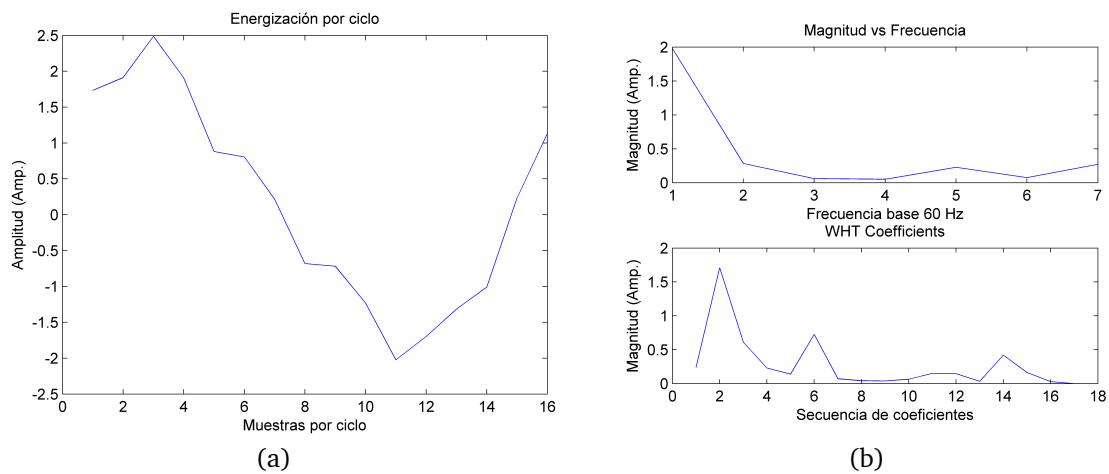


Fig. 3.6. Segundo ciclo analizado de energización: (a) corriente y (b) frecuencia y coeficientes Walsh

Tabla 3.3. Componentes de frecuencia para segundo ciclo de energización

Frecuencia (Hz)	Corriente
60	1.979
120	0.283
180	0.057
240	0.05
300	0.228
360	0.07

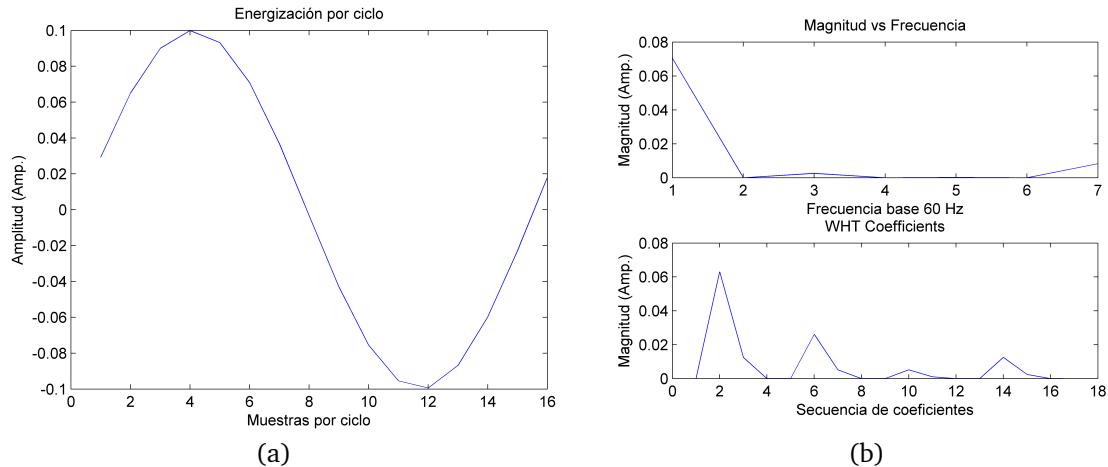


Fig. 3.7. Ciclo analizado de corriente nominal: (a) corriente y (b) frecuencia y coeficientes Walsh

Tabla 3.4. Componentes de frecuencia para corriente nominal

Frecuencia (Hz)	Corriente
60	0.07
120	0.002
180	0.003
240	0.0008
300	0.0002
360	0.0007

3.6 Conclusiones

La aplicación de los coeficientes de la transformada Walsh-Hadamard, permite obtener los coeficientes de Fourier, que son obtenidos con suma y resta de muestras de datos y así obtener los contenidos de frecuencia fundamental y segundo armónico en la corriente. Debido a su simplicidad, este algoritmo tiene una posible y amplia aplicación a los relevadores digitales.

La transformada Walsh-Hadamard utiliza operaciones solamente con números reales, lo cual ayuda a un tiempo de proceso menor tiene relación con Fourier, en el que de los coeficientes de la transformada Walsh-Hadamard, se obtienen los de Fourier y con estos se obtienen las componentes de frecuencia de la señal; la transformada trabaja satisfactoriamente con una frecuencia de muestreo de 960 Hz.

Al digitalizar la señal de corriente con 16 muestras por ciclo, la transformada de Walsh-Hadamard da como resultado 16 coeficientes, los cuales, al utilizar la

relación Walsh-Hadamard y Fourier, dan por resultado 16 coeficientes de Fourier tal que los primeros dos proporcionan la magnitud de la componente de frecuencia fundamental, con los siguientes dos coeficientes se obtiene la magnitud del segundo armónico y así sucesivamente usando cada par de coeficientes de Fourier para obtener cada magnitud de componente de frecuencia.

Capítulo 4

Pruebas y Resultados

4.1 Introducción

En este capítulo se presenta el sistema de prueba, que fue utilizado para simular los fenómenos transitorios electromecánicos y electromagnéticos y obtener los coeficientes de la transformada Walsh y obtener los coeficientes de la transformada rápida Walsh-Hadamard, ya que a partir de estos se calculan los coeficientes de Fourier con los cuales se pueden calcular las componentes de frecuencia de cada fenómeno analizado.

Se muestran los resultados de fenómenos electromagnéticos, considerando una frecuencia fundamental de 60 Hz; en cada ciclo se muestra un lapso de la señal del fenómeno, los coeficientes de la transformada por cada ciclo analizado y las componentes de frecuencia.

Posteriormente se muestran los resultados para fenómenos electromecánicos, donde la frecuencia de los fenómenos se encuentra entre 0.25 a 4 Hz; en cada caso se muestra la señal del transitorio, los coeficientes de la transformada por cada ciclo y los componentes de frecuencia y magnitud.

4.2 Sistema de prueba

El sistema de prueba utilizado para realizar las simulaciones de los fenómenos transitorios ya mencionados es el sistema de prueba de 9 nodos que representa una porción de sistema WSCC (West System Coordinating Council). El sistema opera a un voltaje nominal de 230 kV, consta de 9 nodos, 3 generadores y 3 cargas. El diagrama unifilar del sistema puede observarse en la Fig. 4.1.

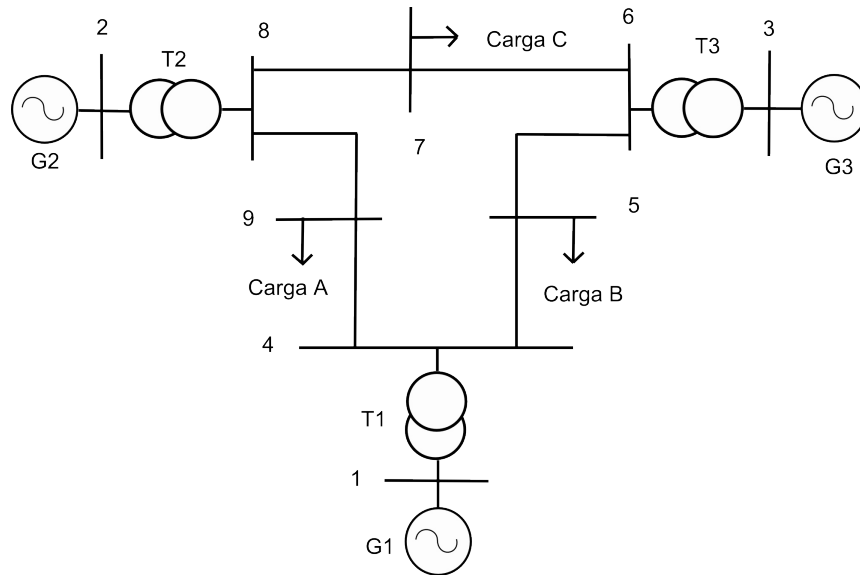


Fig. 4.1. Sistema eléctrico de 9 nodos de prueba

Los datos del sistema utilizados en el sistema se encuentran en el Apéndice A, las simulaciones fueron realizadas en MATLAB y Simulink (The MathWorks, Inc., Natick, MA, Estados Unidos).

4.3 Descripción de los casos de prueba

Para poder observar el comportamiento del algoritmo para caracterizar fenómenos transitorios se realizaron diversas simulaciones que se dividen en fenómenos electromagnéticos y fenómenos electromecánicos.

Los fenómenos electromagnéticos son manifestaciones eléctricas que cambian de manera repentina las condiciones del sistema, como apertura de interruptores, fallas o cortocircuitos, conexión y desconexión de equipo (energización de transformadores, capacitores y líneas por ejemplo) en el sistema eléctrico de potencia.

Los fenómenos electromagnéticos simulados son:

Caso 1. Conexión de capacitores: se tiene un banco de capacitores con una potencia de 30 MVar en el nodo 5 y se conecta al sistema cuando el voltaje en la fase A cruza por cero.

Caso 2. Conexión de carga: se conecta al sistema eléctrico de potencia una carga equivalente con potencia de 138 MVA y un factor de potencia de 0.9 (en atraso).

Caso 3. Fallas en líneas de transmisión: se tiene una falla trifásica en un punto intermedio de la línea 8–9, después la falla es liberada por la apertura de los interruptores, dos ciclos después del instante del inicio de la falla, dejando la línea desenergizada.

Caso 4. Energización de transformador de potencia: se tiene un transformador de potencia de 250 MVA 230/13.8 KV, en un nodo 9, el cual se energiza al cruce por cero del voltaje de la fase A.

Caso 5. Entrada de línea de transmisión: se re-energiza la línea 8-9 de transmisión al liberar una falla en la misma.

Para los casos anteriores, la señal de salida es la señal de corriente, tomada en puntos específicos en el sistema eléctrico de potencia.

Los fenómenos electromecánicos son transitorios lentos, que son causados por falta de coordinación entre la producción de energía y su consumo, y están relacionados con la oscilación de los rotores de las máquinas por una diferencia entre el par de la turbina y el generador.

Los fenómenos electromecánicos simulados son:

Caso 6. Salida de carga: se tiene una carga conectada de 138 MVA y un factor de potencia de 0.9 (en atraso) y está sale del sistema, provocando un desbalance entre generación y consumo de potencia eléctrica, la señal analizada proviene de la velocidad del rotor en revoluciones por minuto (rpm) y el ángulo en terminales del generador.

Caso 7. Oscilación de potencia: se registra una falla en una línea, que es liberada por la operación de protecciones, al desconectar a línea se produce una oscilación de potencia en líneas adyacentes.

Para cada caso se aplica la transformación Walsh-Hadamard para obtener las componentes de frecuencia y magnitud presentes en los fenómenos.

4.4 Resultados en casos de fenómenos electromagnéticos

En estos casos, la frecuencia de muestreo es de 960 Hz. La transformada se aplica a un ciclo de la señal, para así obtener la información de frecuencia y magnitudes de las componentes de frecuencia.

4.4.1 Banco de capacitores

La energización de un banco de capacitores origina una corriente con componentes de alta frecuencia, esta corriente de energización de capacitor depende de la capacitancia, de la inductancia del sistema y del punto donde esté la fuente de voltaje.

En la Fig. 4.2 se puede observar la corriente y su comportamiento de la fase A medida en el nodo donde se conectará el capacitor. La corriente inicial es cero, ya que no se encuentra carga en esa línea o nodo; una vez conectado el banco de capacitores, la corriente presenta un valor distorsionado que solamente dura aproximadamente un ciclo, ya que en el siguiente ciclo, la corriente toma su valor nominal.

El resultado de la transformada para el estado inicial, se observa que en el primer ciclo, al estar el capacitor desconectado, la corriente es nula y por lo tanto, las amplitudes y componentes de frecuencia son cero.

En la Fig. 4.3 se realiza la transformada del primero ciclo de energización del capacitor. Se observa que están presentes las componentes de segundo, tercero, cuarto, quinto y sexto armónico y en la Fig. 4.3b se observa la transformada rápida de Fourier (FFT) para comparar los resultados obtenidos por ambos algoritmos. Se pueden observar las componentes de frecuencia en el primer ciclo con ambos algoritmos, ver Tabla 4.1.

En la Fig. 4.4 se observa la transformada del segundo ciclo de energización del

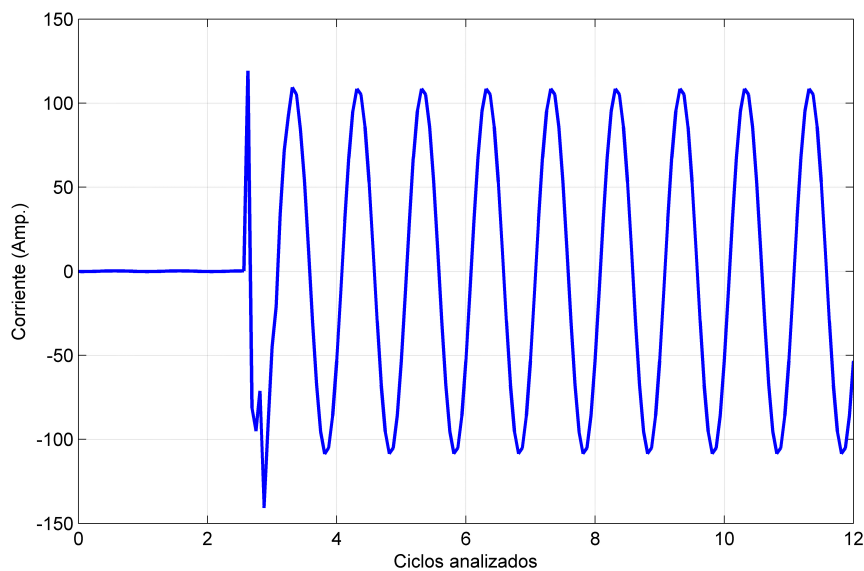


Fig. 4.2. Señal de corriente en banco de capacitores

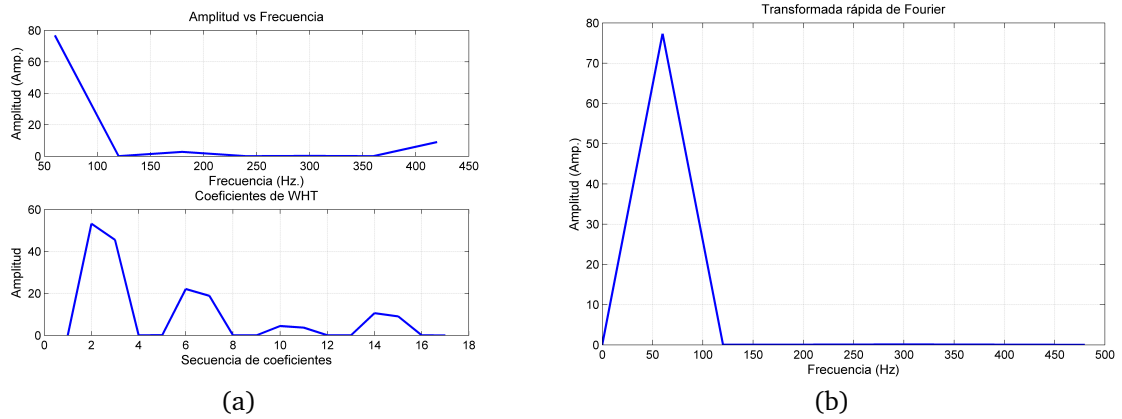


Fig. 4.3. Primer ciclo de la energización del banco de capacitores: (a) transformada rápida de Walsh-Hadamard, y (b) transformada rápida de Fourier

Tabla 4.1. Componentes de frecuencia del primer ciclo de la energización del banco de capacitores

Frecuencia (Hz)	Análisis con FWHT	Análisis con FFT
60	71	72
120	14	14
180	16	13
240	13	14
300	18	22
360	16	20

capacitor, en busca de algún residuo de armónicos en la señal y sólo se observa que existe un valor mínimo de tercer armónico. En la Fig. 4.4b se observa el análisis del segundo ciclo con la transformada rápida de Fourier (FFT), ver Tabla 4.2.

Como se aprecia en la Fig. 4.5, a partir del tercer ciclo de la señal, con corriente nominal, sólo se presenta el valor de la componente fundamental de 60 Hz, ver Tabla 4.3.

4.4.2 Conexión de carga

En este caso el fenómeno representa la conexión de una carga al sistema eléctrico de potencia, con una potencia de 125 MW y un factor de potencia de 0.9 (en atraso), la cual está conectada en el nodo 4 y la señal medida en el nodo se puede ver en la Fig. 4.6.

Se observa las componentes de frecuencia de la señal de corriente antes de la conexión de la carga, ver Tabla 4.4.

En la Fig. 4.7, se observa el primer ciclo de corriente después de la conexión de la carga y se observan pequeñas componentes del segundo al sexto armónico y que la componente fundamental aumenta de valor, esto debido a la nueva carga conectada. En la Fig. 4.7b se muestra el primer ciclo después de la conexión de la carga con la transformada rápida de Fourier para comparar el comportamiento de ambos algoritmos y observar resultados, ver Tabla 4.5.

En la Fig. 4.8 se observa el segundo ciclo de corriente después de la conexión de la carga y que la componente fundamental aumenta de valor, esto debido a la nueva carga conectada. En la Fig. 4.8b se muestra el segundo ciclo después de la conexión de la carga; igual que en el ciclo anterior, se utiliza la transformada rápida de Fourier para poder comparar resultados, ver Tabla 4.6.

Tabla 4.2. Componentes de frecuencia para el segundo ciclo de la energización del banco de capacitores

Frecuencia (Hz)	Análisis con FWHT	Análisis con FFT
60	76	77
120	0.05	0.06
180	2	0.05
240	0.06	0.07
300	0.2	0.1
360	0.07	0.09

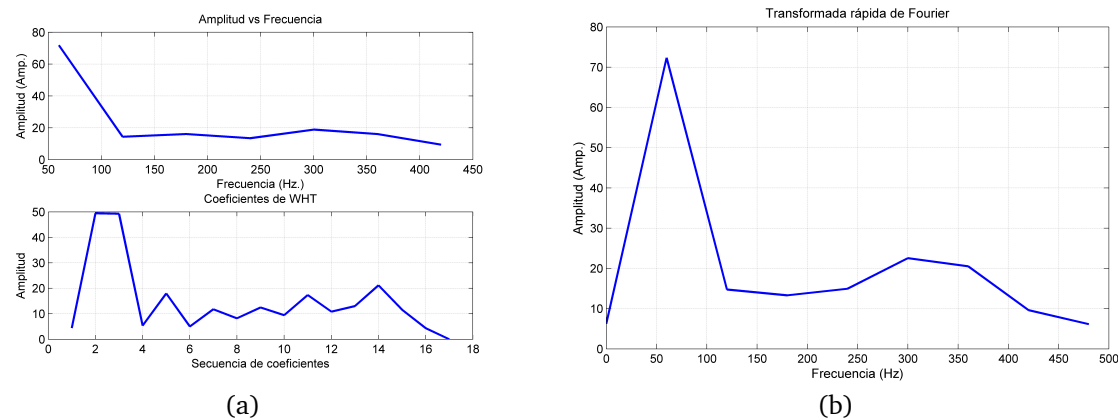


Fig. 4.4. Segundo ciclo de la energización del banco de capacitores: (a) transformada rápida de Walsh-Hadamard, y (b) transformada rápida de Fourier

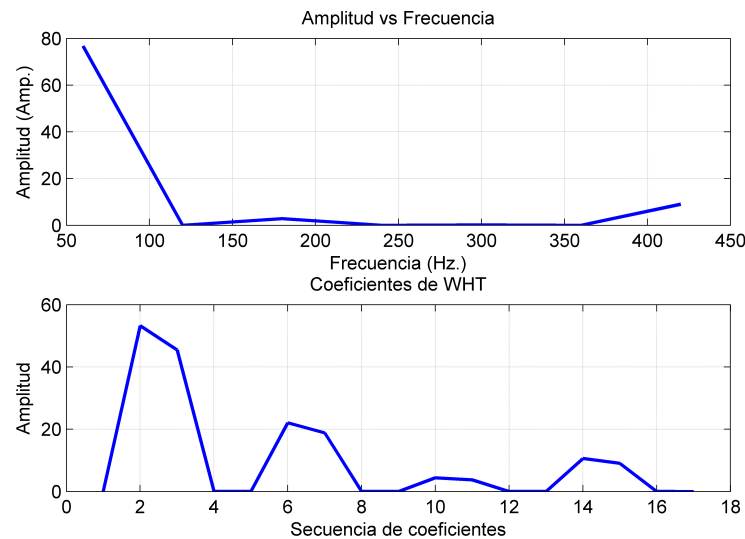


Fig. 4.5. Componentes de frecuencia y coeficientes Walsh para el tercer ciclo de la energización del banco de capacitores

Tabla 4.3. Componentes de frecuencia para el tercer ciclo de la energización del banco de capacitores

Frecuencia (Hz)	Análisis con FWHT
60	76
120	0
180	1.1
240	0
300	0
360	0

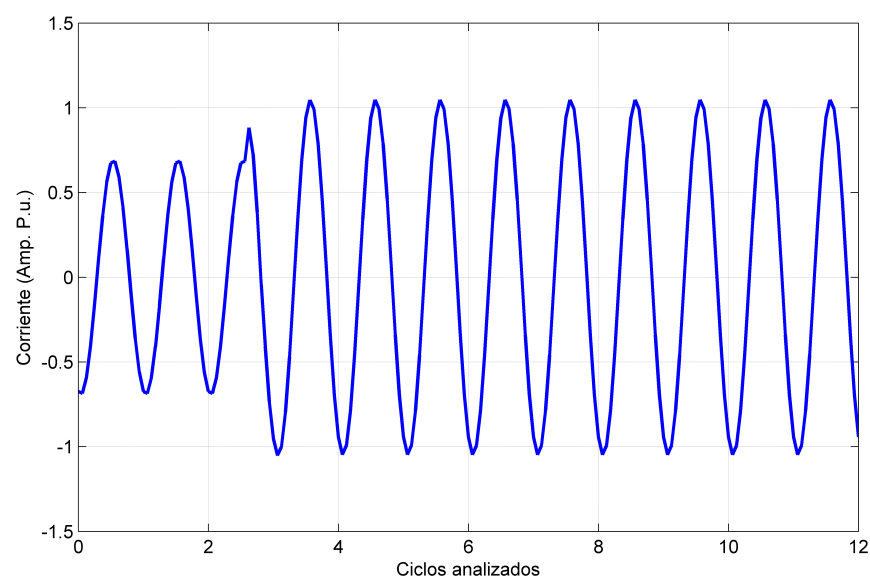


Fig. 4.6. Señal de corriente en nodo de carga

Tabla 4.4. Componentes de frecuencia en corriente sin carga conectada

Frecuencia (Hz)	Análisis con FWHT
60	0.48
120	0
180	0.01
240	0
300	0
360	0

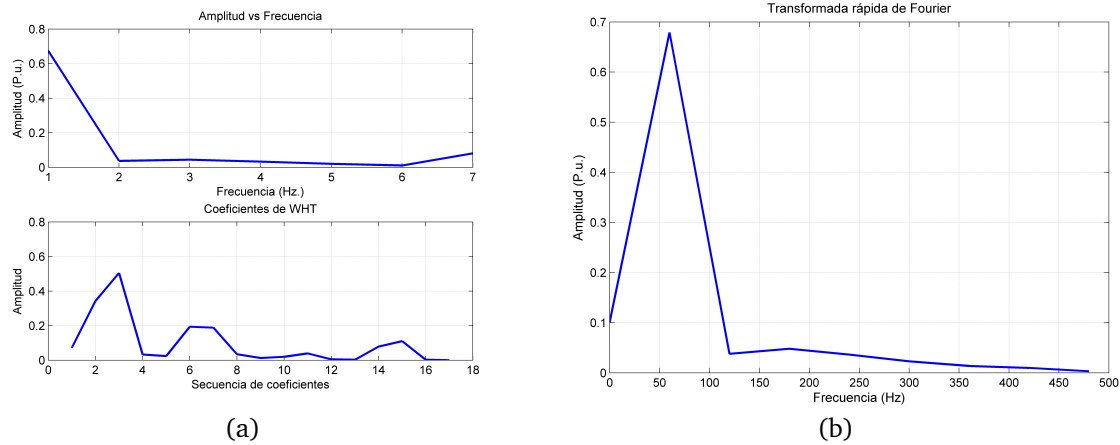


Fig. 4.7. Primer ciclo de conexión de carga: (a) transformada rápida de Walsh-Hadamard, y (b) transformada rápida de Fourier

Tabla 4.5. Componentes de frecuencia para el primer ciclo de conexión de carga

Frecuencia (Hz)	Análisis con FWHT	Análisis con FFT
60	0.67	0.67
120	0.04	0.03
180	0.043	0.048
240	0.03	0.03
300	0.01	0.02
360	0.08	0.01

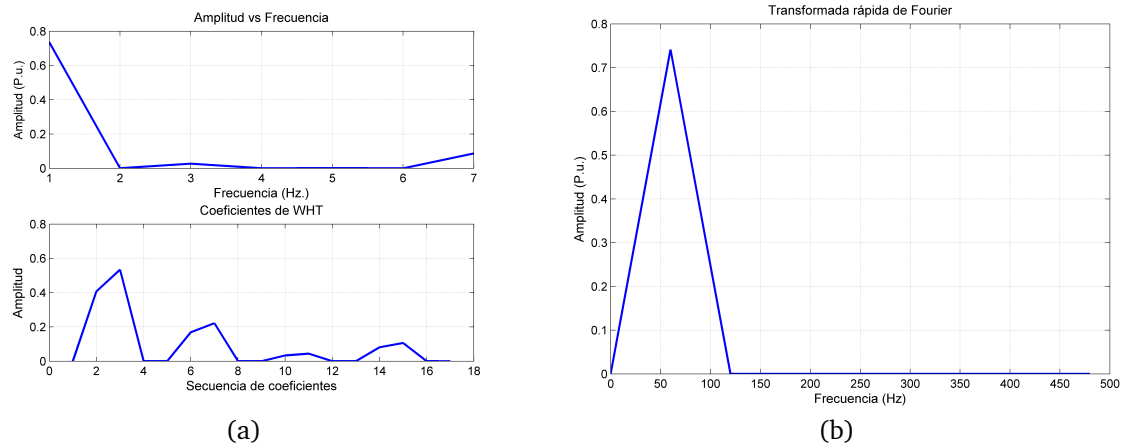


Fig. 4.8. Segundo ciclo de conexión de carga: (a) transformada rápida de Walsh-Hadamard, y (b) transformada rápida de Fourier

Tabla 4.6. Componentes de frecuencia para el segundo ciclo de conexión de carga

Frecuencia (Hz)	Análisis con FWHT	Análisis con FFT
60	0.73	0.74
120	0	0
180	0.02	0
240	0	0
300	0	0
360	0	0

En este caso de conexión de carga, se puede observar que el transitorio de corriente solo aparece en el primer ciclo tras su conexión al sistema eléctrico de potencia y después de eso, la corriente está formada solamente por la componente de principal.

4.4.3 Falla en línea de transmisión

El evento consiste en una falla trifásica sólida al 50% de la línea 8-9; se utiliza el modelo Π de la línea y la falla se simula en voltaje máximo respecto a la fase A, las mediciones se encuentran en los nodos extremos de la línea; en este caso la transformada se aplica en la medición de la fase A para obtener las componentes de frecuencia en el disturbio.

En la Fig. 4.9 se puede observar la forma de onda de la corriente en la línea. En el ciclo 3 se presenta un cortocircuito por lo cual se presenta un incremento casi instantáneo de corriente, la falla se libera en aproximadamente dos ciclos y se restablece 5 ciclos después.

En la Fig. 4.10 se observa las componentes de frecuencia de los ciclos anteriores a que la falla. Ver Tabla 4.7.

En la Fig. 4.11a se muestran los resultados del análisis del primer ciclo de falla, en el cual se puede observar que la componente fundamental aumenta de valor de cerca de 215 a 285 A, aproximadamente, y que además aparece el segundo armónico con un valor aproximadamente de 85 A. En la Fig. 4.11b se muestra el análisis que se realizó al segundo ciclo de la falla. Se observa que la componente fundamental aumenta de valor en 40 A respecto al primer ciclo de falla, pero que el valor del segundo armónico se reduce, ver Tabla 4.8.

En la Fig. 4.12a se observa el primer ciclo, cuando se re-energiza la línea 5 ciclos,

Tabla 4.7. Componentes de frecuencia en corriente nominal para el caso de falla en línea de transmisión

Frecuencia (Hz)	Análisis con FWHT
60	215
120	0
180	7
240	0
300	0
360	0

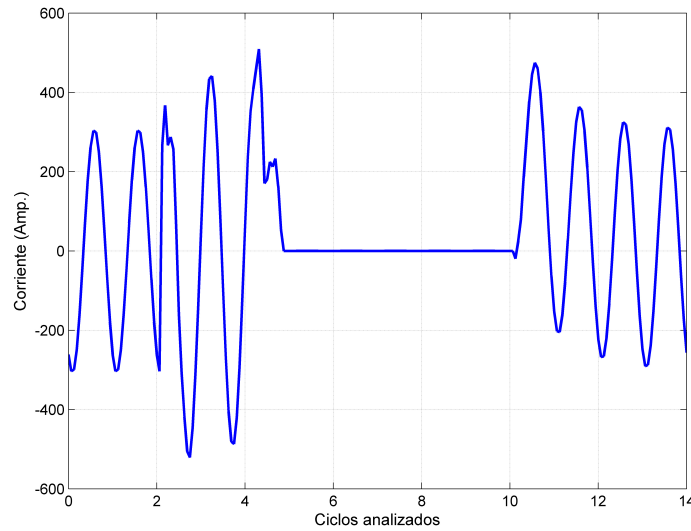


Fig. 4.9. Señal de falla trifásica en línea de transmisión

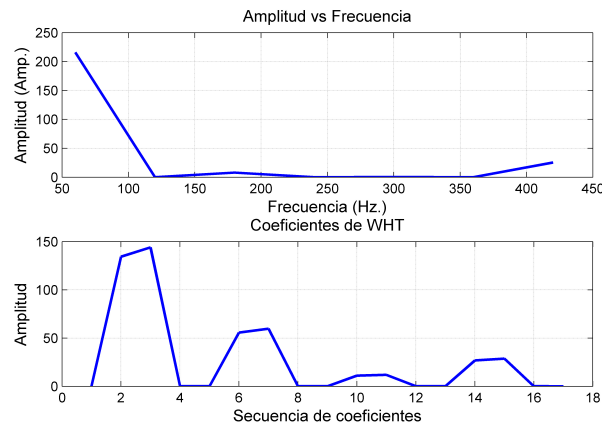


Fig. 4.10. Componentes de frecuencia y coeficientes Walsh de corriente nominal para el caso de falla en línea de transmisión

después de liberar la falla. En los resultados se observa una fuerte contribución de segundo y tercer armónico al re-energizar la línea y en la Fig. 4.12b se muestra el análisis después de la falla y de la puesta en servicio de la línea, se observa que la corriente ya no presenta componentes de frecuencia, ver Tabla 4.9.

En este caso se observan dos fenómenos para analizar, la falla trifásica y la re-energización de la línea. En ambos casos se observó las componentes de frecuencia y sus magnitudes. En éste último caso, se analizará de forma más detallada más adelante.

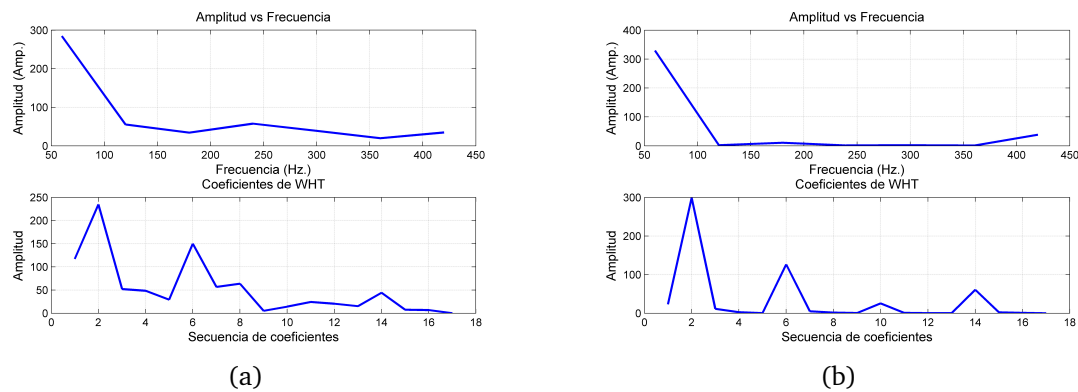


Fig. 4.11. Caso de falla en línea de transmisión: componente fundamental, (a) primer ciclo, y (b) segundo ciclo

Tabla 4.8. Caso de falla en línea de transmisión: componente fundamental (dos primeros ciclos)

Frecuencia (Hz)	Primer ciclo FWHT	Segundo ciclo FWHT
60	284	329
120	55	2
180	34	10
240	57	1
300	38	1.8
360	19	0.9

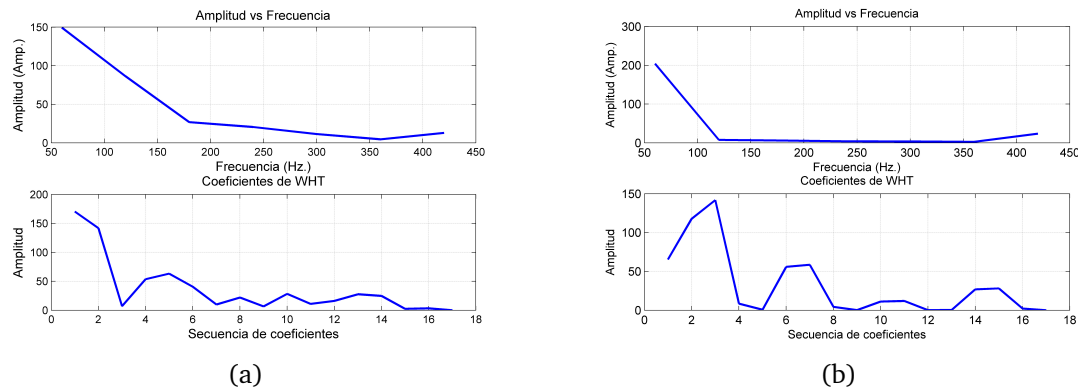


Fig. 4.12. Caso de falla en línea de transmisión: (a) re-energización, y (b) después de la falla y puesta en servicio

Tabla 4.9. Caso de falla en línea de transmisión: re-energización

Frecuencia (Hz)	Tercer FWHT	Cuarto ciclo FWHT
60 Hz	175	204
120 Hz	31	2
180 Hz	10	1
240 Hz	9.4	0
300 Hz	7	0
360 Hz	2	2

4.4.4 Energización de transformador

El transformador es uno de los equipos más importantes dentro del sistema eléctrico de potencia. Por causa de la magnetización del núcleo de hierro, en el momento en que el transformador sin carga es energizado, aparece en el lado primario del transformador una corriente transitoria conocida como corriente inrush, la cual presenta valores picos transitorios cuya amplitud puede alcanzar de 10 a 20 veces el valor pico nominal y donde domina la componente de segundo armónico, esto puede provocar calentamiento en las bobinas y daños en el aislamiento entre otras cosas.

En la Fig. 4.13 se muestra el fenómeno de corriente inrush o energización de un transformador. Los primeros 2 ciclos el equipo se encuentra fuera de red, y el transformador se conecta. A partir del ciclo 3 se observa el primer pico de corriente transitorio, de poco más de 500 A. Sólo se analizan los primeros ciclos de corriente transitoria por efecto de la magnetización del núcleo.

Para el análisis de los 2 primeros ciclos, el valor de corriente es cero, ya que el transformador se encuentra desconectado, entonces las componentes de frecuencia y magnitudes son cero, al igual que el valor de los coeficientes de la transformada rápida Walsh-Hadamard.

En la Fig. 4.14a se muestra el primer ciclo analizado de corriente de energización. Se observa una fuerte contribución del segundo armónico y en menor medida del tercer, cuarto y quinto. En la Fig. 4.14b se muestra el segundo ciclo analizado de la corriente de energización, se puede observar que con respecto al valor de la componente fundamental del primer ciclo analizado, la diferencia es mínima. Sin embargo, el valor del segundo armónico presenta una disminución en su magnitud, el aporte del quinto armónico permanece casi constante, para ambos casos ver en Tabla 4.10.

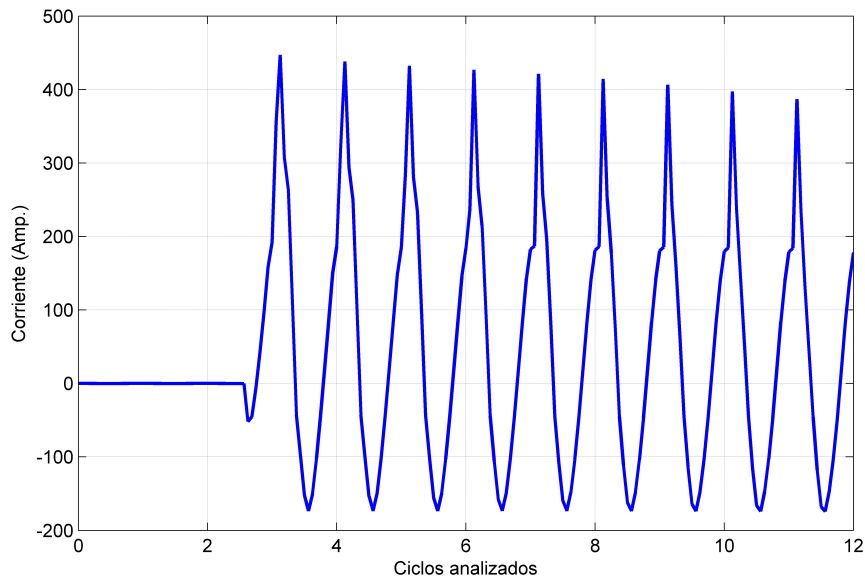


Fig. 4.13. Señal de corriente de energización de transformador

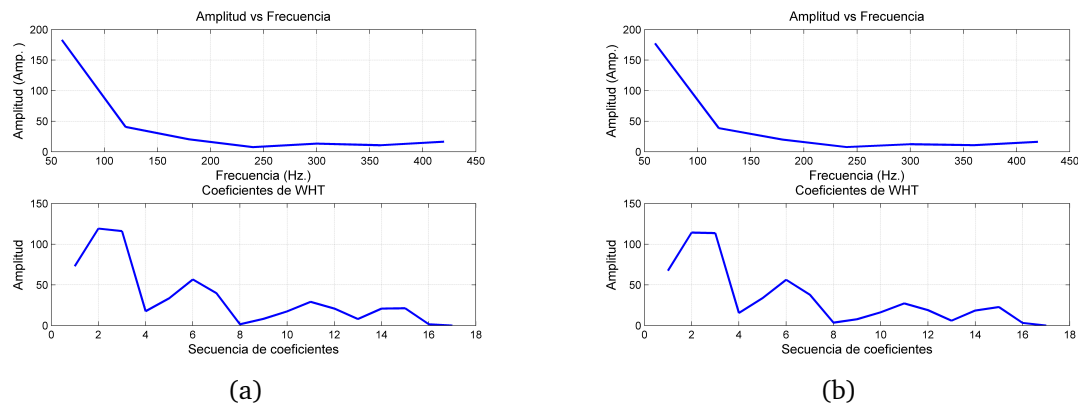


Fig. 4.14. Energización de transformador: corriente de inrush (a) primer ciclo, y (b) segundo ciclo

Tabla 4.10. Energización de transformador: Componentes de frecuencia de los primeros dos ciclos

Frecuencia (Hz)	Primer ciclo FWHT	Segundo ciclo FWHT
60	182	177
120	40	38
180	10	19
240	7	7
300	13	12
360	10	10

En la Fig. 4.15 se presentan los resultados del análisis del tercer ciclo del fenómeno de energización. Se puede observar que la componente fundamental presenta una reducción en el valor, respecto al segundo ciclo. Del segundo al sexto armónico tienen una ligera reducción en la aportación. Se analizó el sexto ciclo después de la energización, ver Fig. 4.15b, en la cual se observa que la componente fundamental va reduciendo su valor de corriente, al igual que las componentes de frecuencia anteriormente mencionadas, esto de manera constante en relación con la componente fundamental, para ambos casos ver Tabla 4.11.

Después de unos ciclos, el valor de la componente fundamental se estabiliza en un valor de 174 A y las componentes de frecuencia superiores e iguales al segundo armónico desaparecen de la señal de corriente.

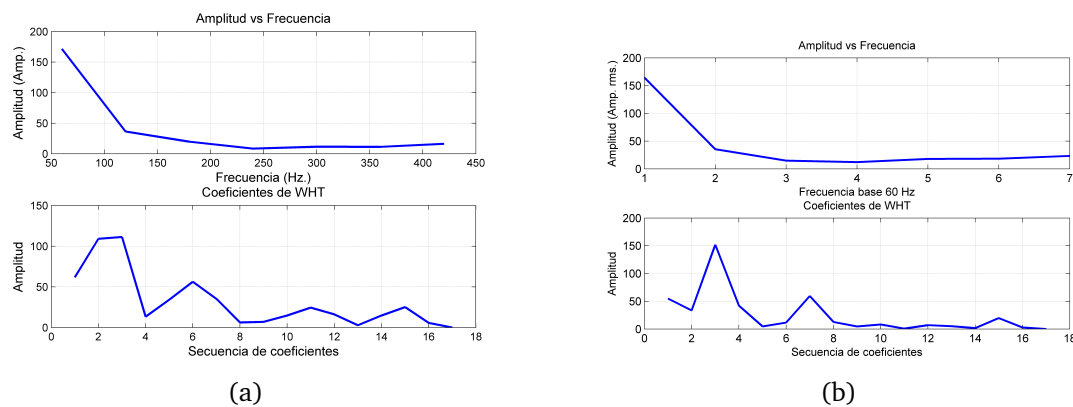


Fig. 4.15. Energización de transformador: corriente de inrush (a) tercer ciclo, y (b) sexto ciclo

Tabla 4.11. Energización de transformador: Componentes de frecuencia del tercer y sexto ciclos

Frecuencia (Hz)	Tercer ciclo FWHT	Sexto ciclo FWHT
60	171	156
120	36	32
180	19	21
240	8	12
300	11	12
360	10	10

4.4.5 Re-energización de línea de transmisión

Este fenómeno, ver Fig. 4.16, se presenta cuando la línea de transmisión es puesta fuera de servicio, por disturbios como una falla o cortocircuito, y una vez liberada, se re-energiza, lo que puede producir distorsiones en la señal de corriente, por lo tanto se analiza para obtener las componentes de frecuencia y sus magnitudes correspondiente a este tipo de transitorio común en redes eléctricas.

Se analiza el primer ciclo, cuando la línea se encuentra fuera de servicio, las mediciones de corriente son cero.

En la Fig. 4.17a se analiza el primer ciclo después que se re-energiza la línea de transmisión. Al obtener las componentes de frecuencia, se observa que existe una considerable aportación de las segundo y tercer armónico. En la Fig. 4.17b se analiza el segundo ciclo de re-energización para observar si existe aún distorsión por efecto de la re-energización de la línea de transmisión, en ambos casos las componentes de frecuencia se pueden ver en la Tabla 4.12.

En la Fig. 4.18 se analiza el tercer ciclo posterior a la re-energización, en donde la magnitud de corriente alcanza su valor nominal.

Con este caso, se termina el análisis de la transformada Walsh-Hadamard para fenómenos transitorios electromagnéticos, a continuación se presenta el análisis de la transformada para fenómenos transitorios electromecánicos.

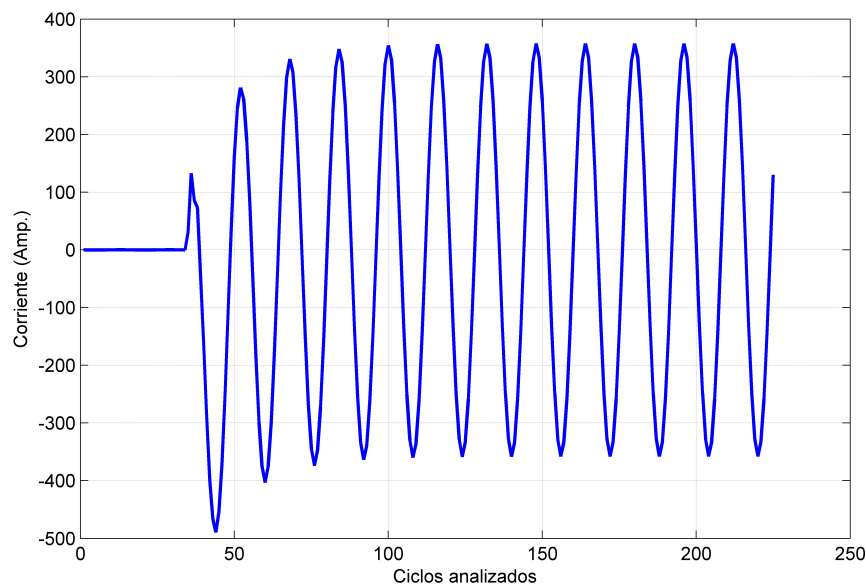


Fig. 4.16. Señal de corriente por re-energización de línea de transmisión

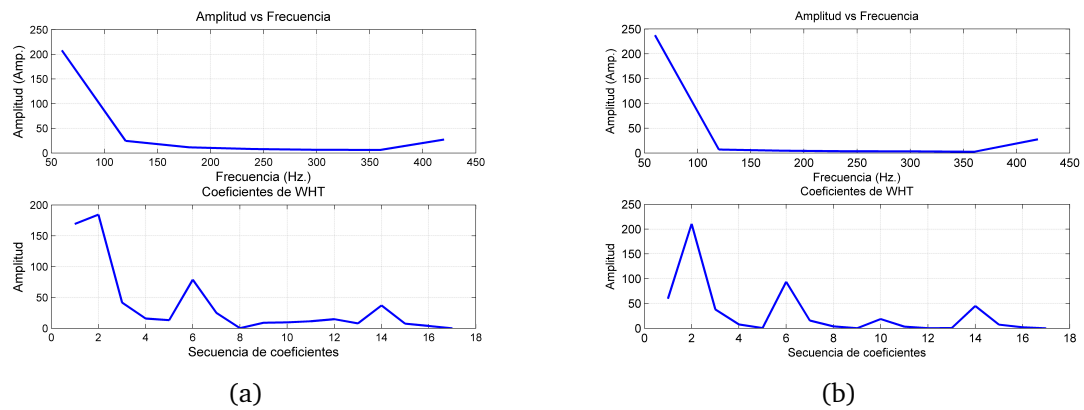


Fig. 4.17. Re-energización de línea de transmisión: (a) primer ciclo, y (b) segundo ciclo

Tabla 4.12. Componentes de frecuencia para los primeros dos ciclos de re-energización de línea de transmisión

Frecuencia (Hz)	Primer ciclo FWHT	Segundo ciclo FWHT
60	208	237
120	24	7
180	11	4
240	8	2
300	6	1
360	2	0

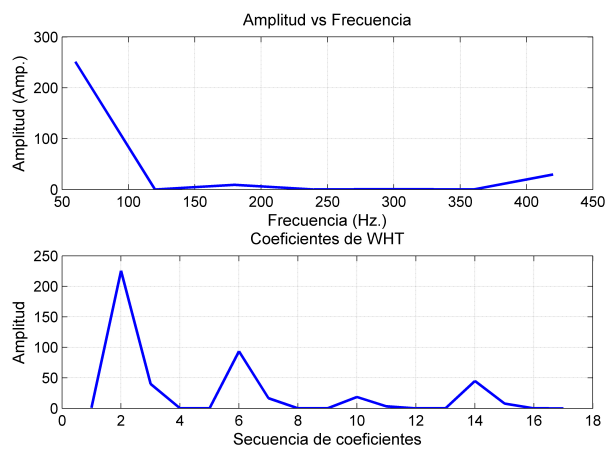


Fig. 4.18. Componentes de frecuencia y coeficientes Walsh para el tercer ciclo de re-energización de línea de transmisión

4.5 Resultados en casos de fenómenos electromecánicos

En esta sección se mostrará el comportamiento de la transformada Walsh-Hadamard en el estudio de fenómenos electromecánicos. Estos tienen como característica principal que se componen de frecuencias bajas (0.1 a 4 Hz) comparados a los fenómenos electromagnéticos. Las señales en estos casos serán las de velocidad y ángulo del rotor.

4.5.1 Salida de carga y velocidad del rotor en generador

En este caso se presenta la señal de velocidad del rotor de un generador síncrono (rpm), y se muestra la respuesta del mismo a la salida abrupta de una carga en el sistema. La desconexión de la carga puede deberse a una falla en la red o a la desconexión intencional de elementos en la red.

En la Fig. 4.19 se observa que la carga se desconecta a los 2 segundos, y por la diferencia entre la potencia generada por el conjunto turbina-generador y la potencia consumida en el sistema, se genera una diferencia de potencia, llamada potencia acelerante, en este caso positivo, que provoca una aceleración en la velocidad del rotor, sin embargo, el gobernador del generador trata de mantener a la condición inicial. Debido a ello se observa el efecto de una señal amortiguada.

Se utiliza una frecuencia de muestreo de 8 Hz para localizar las frecuencias de los eventos de esta naturaleza; en este caso se analiza la señal en un rango de 0.5 a 3.5 Hz

Se analiza el ciclo de velocidad constante, en la Fig. 4.20, para determinar el comportamiento del algoritmo ante una señal de esta naturaleza. Se observa que la energía de la señal se almacena en el primer coeficiente de la transformada y que las componentes de mayor frecuencia tienen una magnitud de orden de 10^{-4} .

En el primer ciclo donde se registra el disturbio en la velocidad del rotor, ver Fig. 4.21a, se observa que la energía se conserva en el primer coeficiente y que la señal está compuesta principalmente por una señal de 1 Hz, con una ligera contribución de las demás componentes de frecuencia. En el primer ciclo del disturbio analizado con la transformada rápida de Fourier, ver Fig. 4.21b, se puede observar que la magnitud de la componente de 1 Hz sigue presente en una magnitud similar. Igualmente, se observa una pequeña contribución de las otras componentes de frecuencia; la energía de la señal se conserva en el primer coeficiente de la

transformada, para ambos casos ver Tabla 4.13.

En el segundo ciclo donde se registra el disturbio en la velocidad del rotor, ver Fig. 4.22a, se observa que la energía se conserva en el primer coeficiente y que la señal está compuesta principalmente por una señal de 1 Hz, con una ligera contribución de las demás componentes de frecuencia, todas estas con menor magnitud

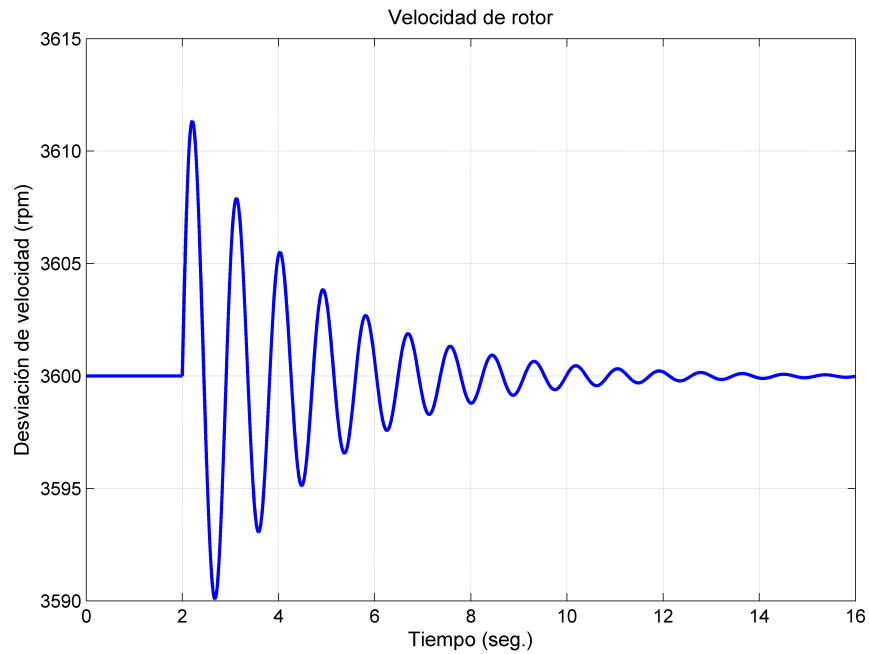


Fig. 4.19. Señal de velocidad del rotor

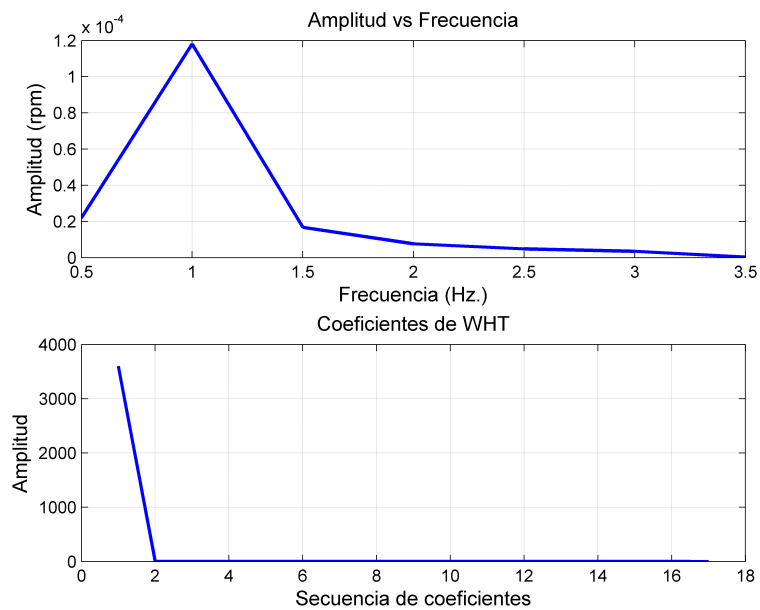


Fig. 4.20. Componentes de frecuencia y coeficientes Walsh

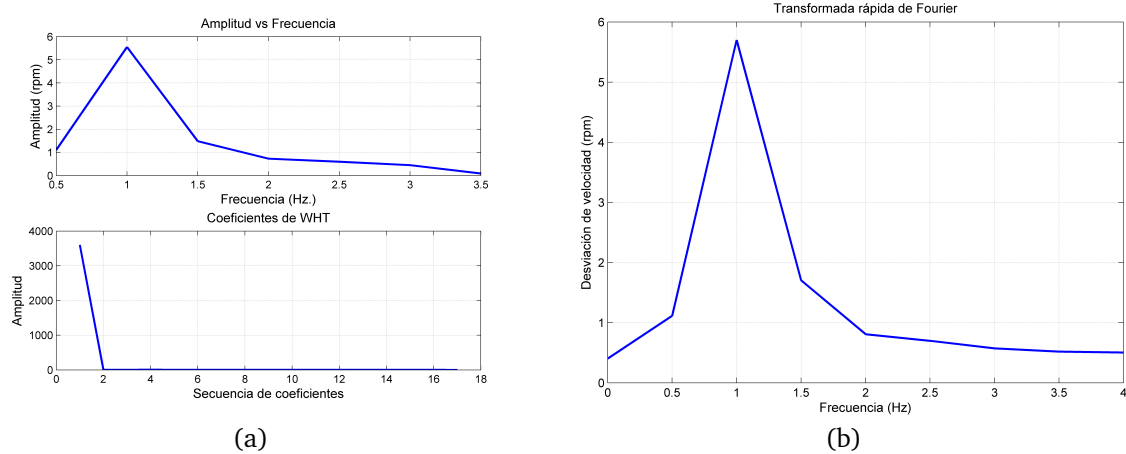


Fig. 4.21. Componentes de frecuencia de la velocidad del rotor para el primer ciclo: (a) transformada rápida de Walsh-Hadarmad, y (b) transformada rápida de Fourier

Tabla 4.13. Componentes de frecuencia en el primer ciclo de la velocidad de rotor

Frecuencia (Hz)	Análisis con FWHT	Análisis con FFT
0.5	1.1	1.17
1	5.5	5.6
1.5	1.4	1.7
2	0.72	0.8
2.5	0.59	0.69
3	0.44	0.57

debido al amortiguamiento. En el segundo ciclo del disturbio analizado con la transformada rápida de Fourier, ver Fig. 4.22b, se puede observar que la magnitud de la componente de 1 Hz sigue presente en una magnitud similar; igualmente se observa una pequeña contribución de las otras componentes de frecuencia, la energía de la señal se conserva en el primer coeficiente de la transformada, para ambos casos ver Tabla 4.14.

Se procede a analizar el siguiente ciclo, ver Fig. 4.23. Se encuentra que la tendencia se conserva en el sentido de la magnitud de la componente de 1 Hz, y la energía de la señal se conserva en el primer coeficiente de la señal, ver Tabla 4.15.

Al realizar el análisis para ciclos posteriores, se llega a la conclusión de que la componente principal en todo momento es la de 1 Hz, y que la magnitud fue disminuyendo y alcanzó a un punto de equilibrio después del disturbio. La energía de la señal siempre se mantuvo en el primer coeficiente en cada ciclo analizado.

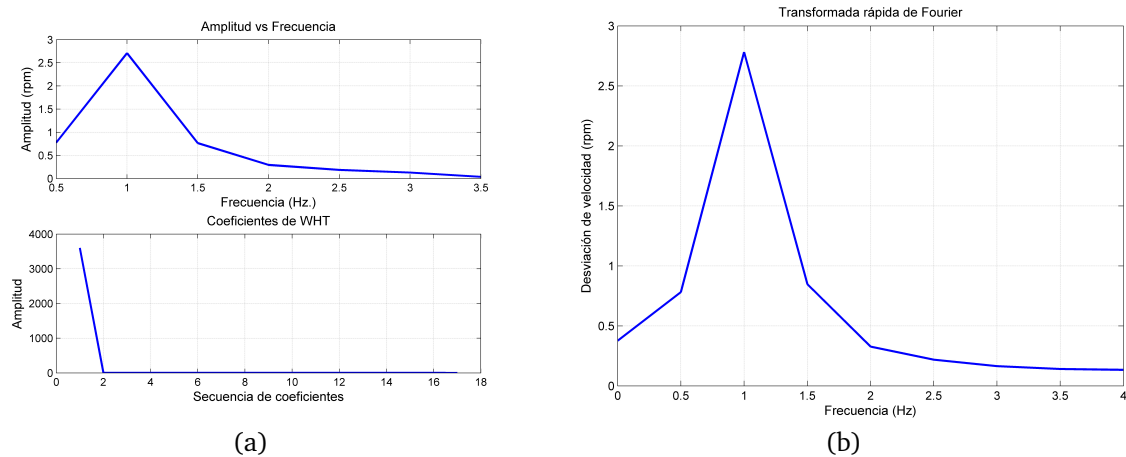


Fig. 4.22. Componentes de frecuencia de la velocidad del rotor para el segundo ciclo: (a) transformada rápida de Walsh-Hadarmad, y (b) transformada rápida de Fourier

Tabla 4.14. Componentes de frecuencia en el segundo ciclo de la velocidad de rotor

Frecuencia (Hz)	Análisis con FWHT	Análisis con FFT
0.5	0.78	0.77
1	2.78	2.71
1.5	0.84	0.76
2	0.32	0.29
2.5	0.2	0.18
3	0.16	0.12

Tabla 4.15. Componentes de frecuencia para el tercer ciclo de la velocidad del rotor

Frecuencia (Hz)	Coefficientes de la FWHT
0.5	0.21
1	1.03
1.5	0.45
2	0.22
2.5	0.15
3	0.11

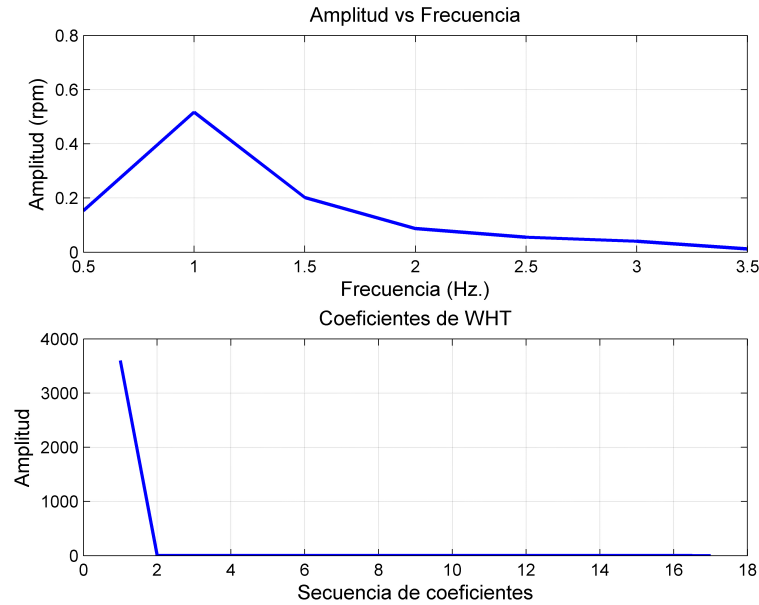


Fig. 4.23. Componentes de frecuencia y coeficientes Walsh para tercer ciclo de la velocidad del rotor

4.5.2 Salida de carga y ángulo del rotor

En este caso se presenta la señal de ángulo en del rotor en un generador síncrono y se muestra la respuesta del mismo a la salida abrupta de una carga en el sistema, ver Fig. 4.24. La desconexión de la carga puede deberse a una falla en la red o la desconexión intencional de elementos en la red.

Se aplica la transformada al primer ciclo de estado estable, ver Fig. 4.25, para determinar cómo se comporta la transformada cuando se analiza una señal de valor constante. Se registran componentes de frecuencia y con magnitudes del orden de 10^{-4} y la energía de la señal se almacena o se conserva en su totalidad en el primer coeficiente.

Se analiza el primer instante o primer ciclo donde comienza el disturbio, ver Fig. 4.26a, se observa que la señal contiene componentes importantes desde 0.5 hasta 3 Hz y que la señal ya no conserva la energía en su totalidad en el primer coeficiente. Analizando con la transformada rápida de Fourier el mismo ciclo, ver Fig. 4.26b, se observa que la señal sigue conteniendo componentes desde 0.5 hasta 3 Hz, ver ambos casos en Tabla 4.16.

Se analiza el segundo ciclo donde comienza el disturbio, ver Fig. 4.27a. Se observa que la señal contiene componentes importantes desde 0.5 hasta 3 Hz, de menor magnitud que el primer ciclo y que la señal ya no conserva su energía en

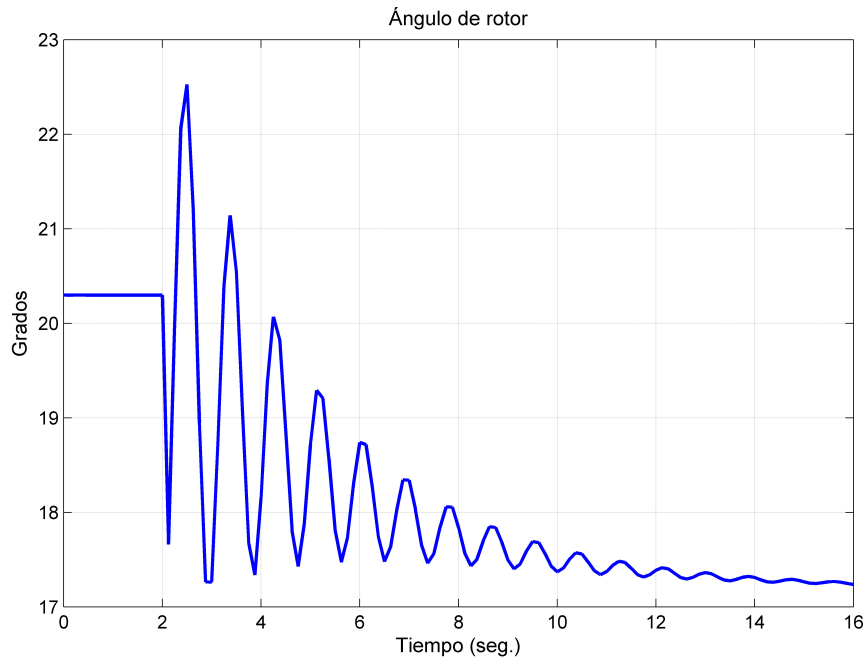


Fig. 4.24. Ángulo en terminales de generador después de la salida abrupta de una carga en el sistema

su totalidad en el primer coeficiente. Analizando con la transformada rápida de Fourier el mismo ciclo, ver Fig. 4.27b, se observa que la señal sigue conteniendo componentes desde 0.5 hasta 3 Hz, ver ambos casos en Tabla 4.17.

Se analizaron los ciclos siguientes, y la tendencia es similar: las mismas componentes de frecuencia se repiten pero en menor magnitud conforme se van analizando los ciclos.

Tabla 4.16. Componentes de frecuencia del ángulo del rotor para el primer ciclo después de la salida abrupta de una carga

Frecuencia (Hz)	Análisis con FWHT)	Análisis con FFT
0.5	0.44	0.44
1	1.38	1.4
1.5	0.46	0.54
2	0.3	0.3
2.5	0.26	0.3
3	0.23	0.29

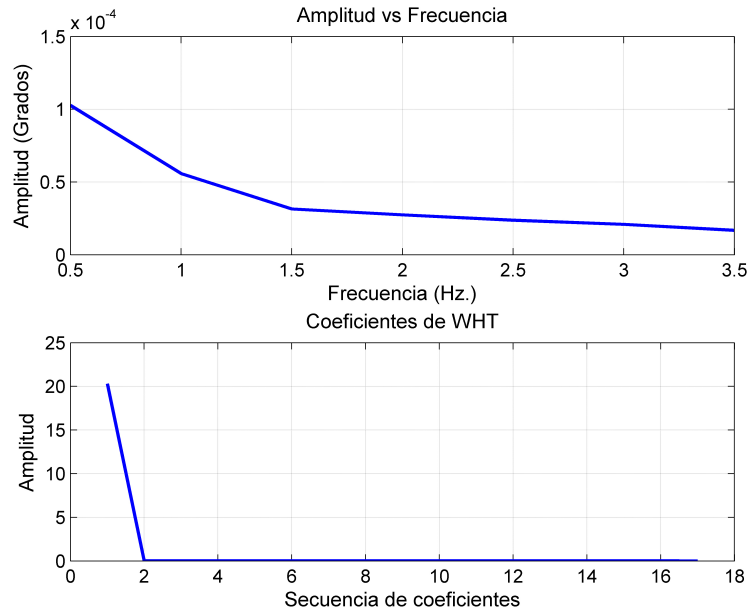


Fig. 4.25. Componentes de frecuencia y coeficientes Walsh estado estable para la salida abrupta de una carga

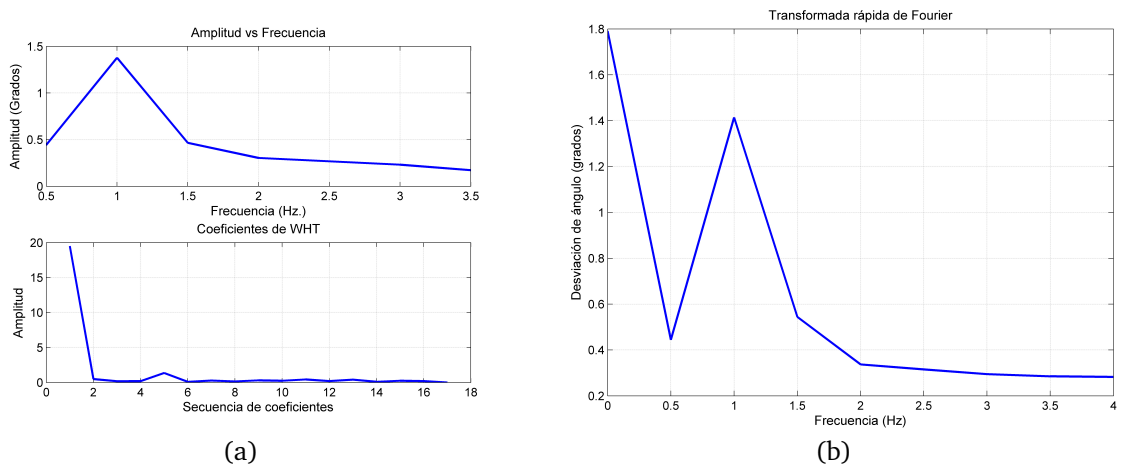


Fig. 4.26. Componentes de frecuencia del ángulo del rotor para el primer ciclo después de la salida abrupta de una carga: (a) transformada rápida de Walsh-Hadamard, y (b) transformada rápida de Fourier

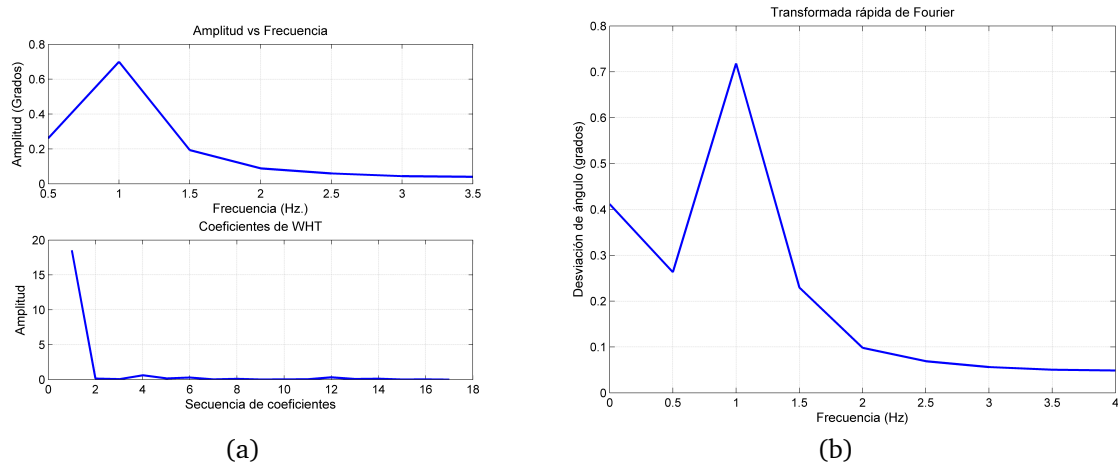


Fig. 4.27. Componentes de frecuencia del ángulo del rotor para el segundo ciclo después de la salida abrupta de una carga: (a) transformada rápida de Walsh-Hadarmad, y (b) transformada rápida de Fourier

Tabla 4.17. Componentes de frecuencia del ángulo del rotor para el segundo ciclo después de la salida abrupta de una carga

Frecuencia (Hz)	Análisis con FWHT	Análisis con FFT
0.5	0.26	0.26
1	0.69	0.7
1.5	0.19	0.22
2	0.19	0.22
2.5	0.08	0.09
3	0.05	0.06

4.5.3 Oscilación de potencia en una línea de transmisión

Este fenómeno se produce al presentarse una falla o cortocircuito en una línea de transmisión, la línea se re-energiza al liberar la falla y el flujo de potencia se restablece. Sin embargo, esto no ocurre de forma suave, y se presentan oscilaciones de potencia debido al intercambio de energía entre generadores. En este caso el sistema tiene la capacidad para mitigar las oscilaciones de potencia.

En la Fig. 4.28 se muestra que la línea opera con un flujo de potencia de 85 MW a los 4 s, la línea tiene una falla, y después ésta se libera, ocasionando que el flujo de potencia oscile, hasta aproximadamente los 12 s.

En la Fig. 4.29 se observa el análisis en los ciclo de estado estable. Las componentes de frecuencia tienen magnitudes en el orden de 10^{-5} y la energía de la señal

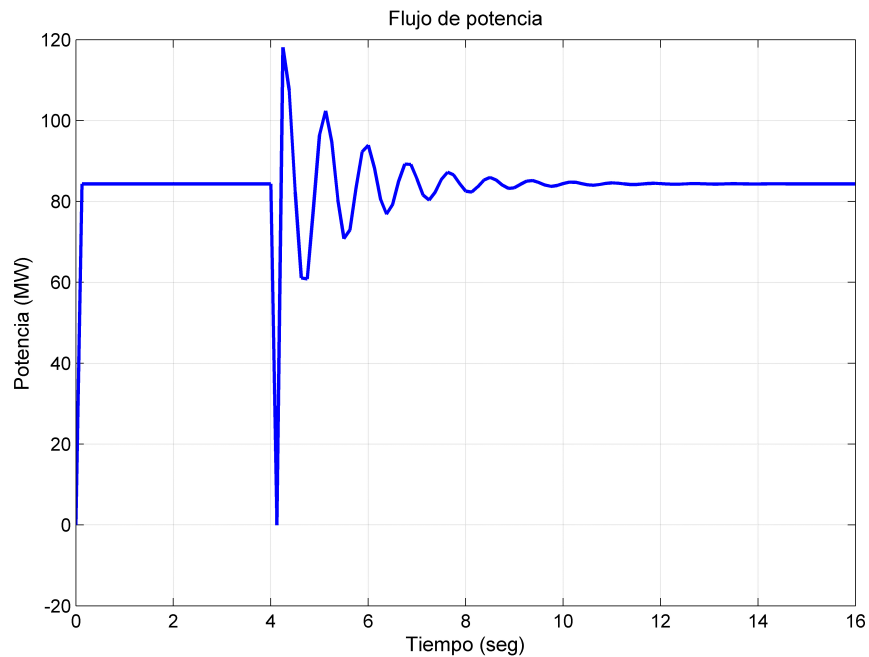


Fig. 4.28. Flujo de potencia en línea de transmisión (MW)

se conserva en el primer coeficiente de la señal, en forma similar a los casos previos.

En la Fig. 4.30a se analiza el primer ciclo de la oscilación de potencia. Se puede observar que la señal está compuesta por distintas componentes de frecuencia,

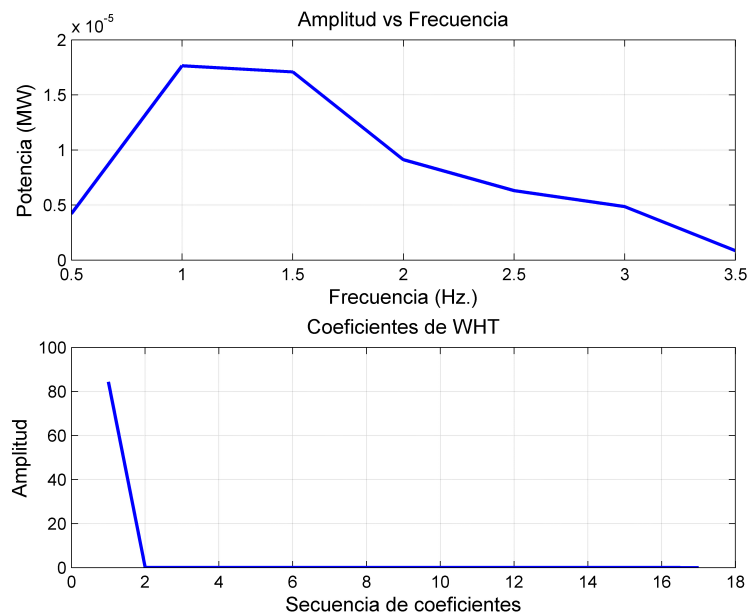


Fig. 4.29. Componentes de frecuencia y coeficientes Walsh para el estudio de oscilación en la línea de transmisión

donde la componente de 1.5 Hz es la de mayor aportación; la energía de la señal ya no está concentrada en el primer coeficiente. Analizando con la transformada rápida de Fourier en el mismo ciclo de la oscilación, ver Fig. 4.30b, se puede observar que la señal toma una característica definida, la componente principal de frecuencia es la de 1.5 Hz, ver ambos casos en Tabla 4.18.

En la Fig. 4.31a se analiza el segundo ciclo de la oscilación de potencia. Se puede observar que la señal está compuesta por distintas componentes de frecuencia, donde la componente de 1 Hz es la de mayor aportación; la energía de la señal ya no está concentrada en el primer coeficiente. Se analiza con la transformada rápida de Fourier el segundo ciclo de la oscilación, ver Fig. 4.31b y Tabla 4.19.

Al realizar el análisis de los últimos ciclos, visualmente es casi imperceptible la oscilación de potencia. Hay un predominio de la componente de 1 Hz y contribuciones de 1.5 Hz en mayor medida. La magnitud es mucho menor que en los primeros ciclos analizados debido al amortiguamiento de la señal con el paso del tiempo. Se observa que a medida que transcurre el tiempo, la energía de la señal vuelve a concentrarse en el primer coeficiente de la transformada.

4.6 Conclusiones

En este capítulo se analizaron distintos escenarios, los cuales se clasifican en fenómenos electromecánicos y fenómenos electromagnéticos. De manera que sean

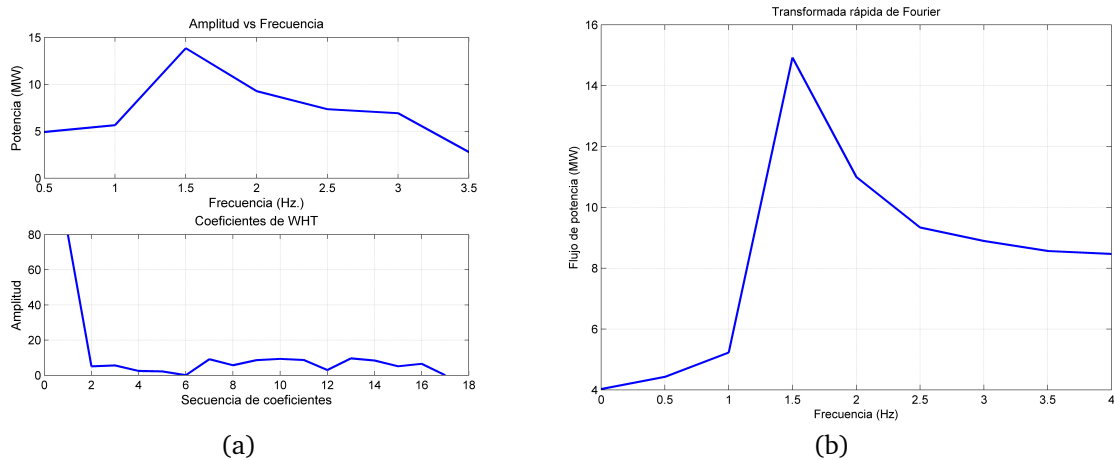
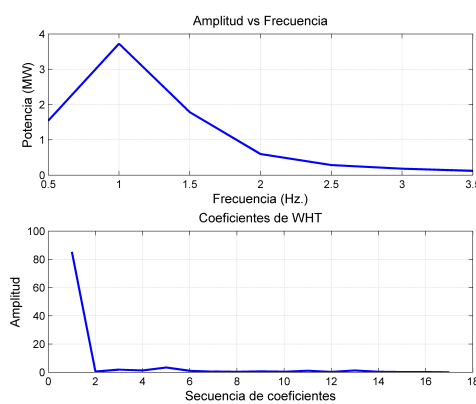


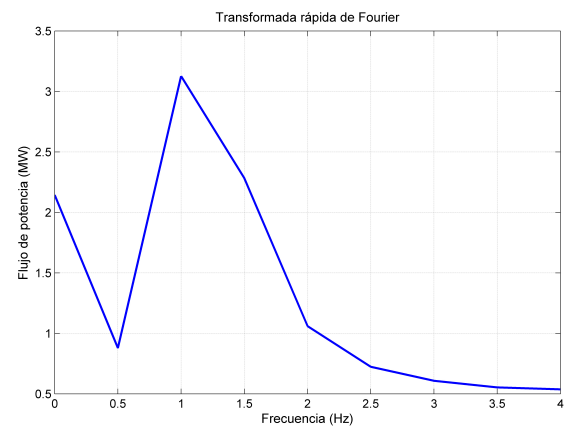
Fig. 4.30. Componentes de frecuencia para el primer ciclo de una oscilación de potencia: (a) transformada rápida de Walsh-Hadarmad, y (b) transformada rápida de Fourier

Tabla 4.18. Componentes de frecuencia para el primer ciclo de una oscilación de potencia, potencia activa

Frecuencia (Hz)	Análisis con FWHT	Análisis con FFT
0.5	4.9	4.42
1	5.61	5.22
1.5	14	14.9
2	9.8	10.6
2.5	7.3	9.3
3	6.9	8.8



(a)



(b)

Fig. 4.31. Componentes de frecuencia para el segundo ciclo de una oscilación de potencia: (a) transformada rápida de Walsh-Hadarmad, y (b) transformada rápida de Fourier

Tabla 4.19. Componentes de frecuencia para el segundo ciclo de una oscilación de potencia, potencia activa

Frecuencia (Hz)	Análisis con FWHT	Análisis con FFT
0.5	1.54	0.8
1	3.7	3.1
1.5	1.78	2.2
2	0.59	1
2.5	0.28	0.7
3	0.018	0.06

comunes en el sistema eléctrico de potencia y así poder aplicar la transformada rápida Walsh-Hadamard.

Dentro de los fenómenos electromagnéticos se simularon falla en una línea de transmisión, conexión de un banco de capacitores, energización de un transformador de potencia, reconexión de una línea de transmisión y la conexión de una carga; en los fenómenos electromecánicos se simularon la salida de carga y una oscilación de potencia. Para los primeros se utilizó una frecuencia de muestreo de 960 Hz y para los segundos se utilizó una frecuencia de muestro de 8 Hz esto para cubrir el rango de frecuencia en la que ocurren ambos fenómenos.

En todos los casos se obtuvieron los coeficientes de la transformada rápida Walsh-Hadamard, y los coeficientes de Fourier, con los cuales se determinaron las magnitudes de las componentes de frecuencia que componen las señales analizadas.

Capítulo 5

Conclusiones y Recomendaciones

5.1 Introducción

En este trabajo se investigó la transformada rápida Walsh-Hadamard como método para identificar las componentes de frecuencia en mediciones cuando se presentan fenómenos transitorios un sistema eléctrico de potencia.

Este capítulo se enfoca en mencionar los alcances de este trabajo de investigación, y mencionar recomendaciones para posibles trabajos futuros relacionados a esta área de investigación.

5.2 Conclusiones

Se puede caracterizar la la frecuencia de la señal analógica sin la necesidad de reconstruirla por medio de una señal digital, lo cual mejora el tiempo de procesamiento de la señal.

Por otro lado, la relación Walsh-Fourier obtiene los valores de frecuencia de la señal, con operaciones de números reales, lo cual una ventaja para el procesamiento del algoritmo. La transformada Walsh-Hadamard utiliza una matriz compuesta solamente con 1's y -1 's, utiliza unicamente operaciones con números reales, y tiempos de procesamiento rápidos. Lo anterior hace de la transformada Walsh-Hadamard una herramienta muy útil para transformar las señales de su base original a una serie de coeficientes, esto con objetivo de disminuir el tamaño de la información almacenada, y después reconstruir la señal con la mínima información necesaria.

Al aplicar la transformada Walsh-Hadamard se tiene como resultado la señal en

otra base diferente. La señal se conserva en una serie de coeficientes, los coeficientes de Walsh. De estos coeficientes no se puede obtener directamente las componentes de frecuencia. Sin embargo, para obtener las componentes de frecuencia de la señal, con base en los coeficientes de la transformada Walsh-Hadamard, se utiliza un método matemático: una relación existente conocida como Walsh-Fourier.

Los resultados muestran semejanza a el análisis realizado con la transformada rápida de Fourier haciendo de esta técnica un método eficiente para caracterizar la frecuencia de señales analizadas, sin la necesidad de reconstruir las mismas.

5.3 Aportaciones

El algoritmo tiene la capacidad de distinguir entre corrientes de falla, energización y nominal, y presenta viabilidad para ser utilizado como algoritmo en protecciones digitales.

Con la relación Walsh-Fourier se obtienen de manera sencilla y rápida las magnitudes de las componentes de frecuencia, pudiendo desde la componente fundamental hasta componente de octavo orden.

5.4 Recomendaciones para trabajos futuros

Con base en los resultados obtenidos en este trabajo de investigación, se recomienda trabajar en los siguientes aspectos:

- Mejorar el algoritmo para detectar componentes inter-armónicas en las señales.
- Simplificar el algoritmo para que sea capaz de determinar componentes de frecuencia mayores a la octava armónica.
- Analizar la relación el primer coeficiente de la transformada rápida Walsh-Hadamard y la ausencia de oscilaciones en la señal

Apéndice A

Datos del Sistema Eléctrico de Prueba

A.1 Datos de generadores

Los valores de las reactancias están en pu en una base de 100 MVA.

Tabla A.1. Datos generales de los generadores

Gen.	Nodo	Potencia (MVA)	Voltaje (kV)	factor de potencia	Tipo	S_{nom}^G (MVA)	Vel. (min^{-1})
1	4	247.5	16.5	1	Hidro	247.5	180
2	7	192	18	0.85	Termo	192	3600
3	9	128	13.8	0.85	Termo	128	3600

Tabla A.2. Datos dinámicos de los generadores

Gen.	x_ℓ (pu)	x_d (pu)	x'_d (pu)	T'_{d0} (s)	x_q (pu)	x'_q (pu)	T'_{q0} (s)	H (s)
1	0.0336	0.1460	0.0608	8.96	0.0969	0.0969	0.00	9.551
2	0.0521	0.8958	0.1198	6.00	0.8645	0.1969	0.535	3.33
3	0.0742	1.3125	0.1813	5.89	1.2578	0.2500	0.600	2.351

A.2 Datos de transformadores y líneas de transmisión

Las impedancias están en pu en una base de 100 MVA.

Tabla A.3. Datos de líneas de transmisión del sistema

No. línea	Desde nodo	Hasta nodo	R (pu)	X (pu)	$B/2$ (pu)
1	1	4	0.0000	j0.0576	0
2	2	7	0.0000	j0.0625	0
3	3	9	0.0000	j0.0586	0
4	4	5	0.0100	j0.0850	j0.0880
5	4	6	0.0170	j0.0920	j0.0790
6	5	7	0.0320	j0.1610	j0.1530
7	6	9	0.0390	j0.1700	j0.1790
8	7	8	0.0085	j0.0720	j0.0745
9	8	9	0.0119	j0.1008	j0.1045

A.3 Datos de cargas

Tabla A.4. Datos de cargas instaladas en el sistema

No. carga	Nodo	P^D (MW)	Q^D (MVar)	$V_{\text{máx}}$ (pu)	$V_{\text{mín}}$ (pu)
1	5	125	50	1.06	0.94
2	6	90	30	1.06	0.94
3	8	100	35	1.06	0.94

Bibliografía

- [1] J. G. Proakis, *Digital signal processing: principles, algorithms, and applications*, 2a ed. New York: Macmillan, 1992.
- [2] M. Vetterli, *Wavelets and Subband Coding*. Englewood Cliffs, N. J.: Prentice Hall PTR, 2007.
- [3] N. E. Huang, *Hilbert-Huang transform and its applications*. New Jersey: National Central University, 2014.
- [4] P. M. Anderson y A. A. Fouad, *Power System Control and Stability*, 2nd ed. Piscataway, N. J.: IEEE Press; Wiley-Interscience, 2003.
- [5] N. E. Huang, Z. Shen, S. R. Long, M. C. Wu, H. H. Shih, Q. Zheng, N.-C. Yen, C. C. Tung, y H. H. Liu, “The empirical mode decomposition and the Hilbert spectrum for nonlinear and non-stationary time series analysis,” *Proceedings of the Royal Society of London A: Mathematical, Physical and Engineering Sciences*, vol. 454, no. 1971, pp. 903–995, 1998.
- [6] S. Mallat y Z. Zhang, “Matching pursuits with time-frequency dictionaries,” *IEEE Transactions on Signal Processing*, vol. 41, no. 12, pp. 3397–3415, Dic 1993.
- [7] P. A. Lobato, R. H. Ruiz, J. A. Quiroga, y A. L. Recio, “Recuperación de señales dispersas utilizando orthogonal matching pursuit (OMP),” *Revista Ingeniería e Investigación*, vol. 29, no. 2, pp. 112–118, 2009.
- [8] J. Tropp y A. Gilbert, “Signal recovery from random measurements via orthogonal matching pursuit,” *IEEE Transactions on Information Theory*, vol. 53, no. 12, pp. 4655–4666, Dic 2007.
- [9] S. S. Chen, D. L. Donoho, y M. A. Saunders, “Atomic decomposition by basis

- pursuit,” *SIAM Review*, vol. 43, no. 1, pp. 129–159, Ene. 2001. [En línea]. Disponible: <http://epubs.siam.org/doi/abs/10.1137/S003614450037906X>
- [10] N. M. Blachman, “Sinusoids versus Walsh functions,” *Proceedings of the IEEE*, vol. 62, no. 3, pp. 346–354, Mar. 1974.
- [11] T. Andersson, M. Skoglund, y P. Handel, “Frequency estimation utilizing the Hadamard transform,” en *Proceedings of the 11th IEEE Signal Processing Workshop on Statistical Signal Processing*, 2001, pp. 409–412.
- [12] M. T. Hamood y S. Boussakta, “Fast Walsh-Hadamard-Fourier transform algorithm,” *IEEE Transactions on Signal Processing*, vol. 59, no. 11, pp. 5627–5631, Nov. 2011.
- [13] K. Rashmi y R. Kumar, “Numerical differential protection of power transformer using walsh hadamard transform and block pulse function based algorithm,” *International Journal of Engineering Research and General Science*, vol. 2, no. 4, pp. 574–584, Jun. 2014.

Índice de Figuras

3.1	Matriz Hadamard de orden 4 y cambios de signo	17
3.2	Corriente de magnetización en un transformador.....	22
3.3	Algoritmo propuesto	23
3.4	Ciclo analizado con transformador desconectado: corriente y frecuencia y coeficientes Walsh	24
3.5	Primer ciclo energización: corriente y frecuencia y coeficientes Walsh	25
3.6	Segundo ciclo analizado de energización: corriente y frecuencia y coeficientes Walsh	25
3.7	Ciclo analizado de corriente nominal: corriente y frecuencia y coeficientes Walsh.....	26
4.1	Sistema eléctrico de 9 nodos de prueba	29
4.2	Señal de corriente en banco de capacitores	31
4.3	Primer ciclo de la energización del banco de capacitores: transformada rápida de Walsh-Hadamard, y transformada rápida de Fourier	32
4.4	Segundo ciclo de la energización del banco de capacitores: transformada rápida de Walsh-Hadamard, y transformada rápida de Fourier..	34
4.5	Componentes de frecuencia y coeficientes Walsh para el tercer ciclo de la energización del banco de capacitores	34
4.6	Señal de corriente en nodo de carga.....	35
4.7	Primer ciclo de conexión de carga: transformada rápida de Walsh-Hadamard, y transformada rápida de Fourier	35
4.8	Segundo ciclo de conexión de carga: transformada rápida de Walsh-Hadamard, y transformada rápida de Fourier	36
4.9	Señal de falla trifásica en línea de transmisión	38
4.10	Componentes de frecuencia y coeficientes Walsh de corriente nominal para el caso de falla en línea de transmisión	38

4.11 Caso de falla en línea de transmisión: componente fundamental, primer ciclo y segundo ciclo	39
4.12 Caso de falla en línea de transmisión: re-energización, y después de la falla y puesta en servicio	39
4.13 Señal de corriente de energización de transformador	41
4.14 Energización de transformador: corriente de inrush primer ciclo y segundo ciclo.....	41
4.15 Energización de transformador: corriente de inrush tercer ciclo, y sexto ciclo	42
4.16 Señal de corriente por re-energización de línea de transmisión	43
4.17 Re-energización de línea de transmisión: primer ciclo, y segundo ciclo	44
4.18 Componentes de frecuencia y coeficientes Walsh para el tercer ciclo de re-energización de línea de transmisión	44
4.19 Señal de velocidad del rotor.....	46
4.20 Componentes de frecuencia y coeficientes Walsh	46
4.21 Componentes de frecuencia de la velocidad del rotor para el primer ciclo: transformada rápida de Walsh-Hadarmad, y transformada rápida de Fourier	47
4.22 Componentes de frecuencia de la velocidad del rotor para el segundo ciclo: transformada rápida de Walsh-Hadarmad, y transformada rápida de Fourier	48
4.23 Componentes de frecuencia y coeficientes Walsh para tercer ciclo de la velocidad del rotor.....	49
4.24 Ángulo en terminales de generador después de la salida abrupta de una carga en el sistema	50
4.25 Componentes de frecuencia y coeficientes Walsh estado estable para la salida abrupta de una carga	51
4.26 Componentes de frecuencia del ángulo del rotor para el primer ciclo después de la salida abrupta de una carga: transformada rápida de Walsh-Hadarmad, y transformada rápida de Fourier.....	51
4.27 Componentes de frecuencia del ángulo del rotor para el segundo ciclo después de la salida abrupta de una carga: transformada rápida de Walsh-Hadarmad, y transformada rápida de Fourier	52
4.28 Flujo de potencia en línea de transmisión (MW)	53
4.29 Componentes de frecuencia y coeficientes Walsh para el estudio de oscilación en la línea de transmisión	53

4.30 Componentes de frecuencia para el primer ciclo de una oscilación de potencia: transformada rápida de Walsh-Hadarmad, y transformada rápida de Fourier	54
4.31 Componentes de frecuencia para el segundo ciclo de una oscilación de potencia: transformada rápida de Walsh-Hadarmad, y transformada rápida de Fourier	55

Índice de Tablas

3.1	Funciones Walsh	18
3.2	Componentes de frecuencia de primer ciclo de energización	24
3.3	Componentes de frecuencia para segundo ciclo de energización	25
3.4	Componentes de frecuencia para corriente nominal	26
4.1	Componentes de frecuencia del primer ciclo de la energización del banco de capacitores	32
4.2	Componentes de frecuencia para el segundo ciclo de la energización del banco de capacitores	33
4.3	Componentes de frecuencia para el tercer ciclo de la energización del banco de capacitores	34
4.4	Componentes de frecuencia en corriente sin carga conectada	35
4.5	Componentes de frecuencia para el primer ciclo de conexión de carga	36
4.6	Componentes de frecuencia para el segundo ciclo de conexión de carga	36
4.7	Componentes de frecuencia en corriente nominal para el caso de falla en línea de transmisión.....	37
4.8	Caso de falla en línea de transmisión: componente fundamental (dos primeros ciclos)	39
4.9	Caso de falla en línea de transmisión: re-energización	40
4.10	Energización de transformador: Componentes de frecuencia de los primeros dos ciclos	41
4.11	Energización de transformador: Componentes de frecuencia del tercer y sexto ciclos	42
4.12	Componentes de frecuencia para los primeros dos ciclos de re-energización de línea de transmisión	44
4.13	Componentes de frecuencia en el primer ciclo de la velocidad de rotor	47
4.14	Componentes de frecuencia en el segundo ciclo de la velocidad de rotor.....	48

4.15 Componentes de frecuencia para el tercer ciclo de la velocidad del rotor.....	48
4.16 Componentes de frecuencia del ángulo del rotor para el primer ciclo después de la salida abrupta de una carga.....	50
4.17 Componentes de frecuencia del ángulo del rotor para el segundo ciclo después de la salida abrupta de una carga.....	52
4.18 Componentes de frecuencia para el primer ciclo de una oscilación de potencia, potencia activa.....	55
4.19 Componentes de frecuencia para el segundo ciclo de una oscilación de potencia, potencia activa	55
A.1 Datos generales de los generadores.....	59
A.2 Datos dinámicos de los generadores	59
A.3 Datos de líneas de transmisión del sistema	60
A.4 Datos de cargas instaladas en el sistema	60